

DIODE ȘI TIRISTOARE DE PUTERE

2. Aplicații

MANUAL DE UTILIZARE

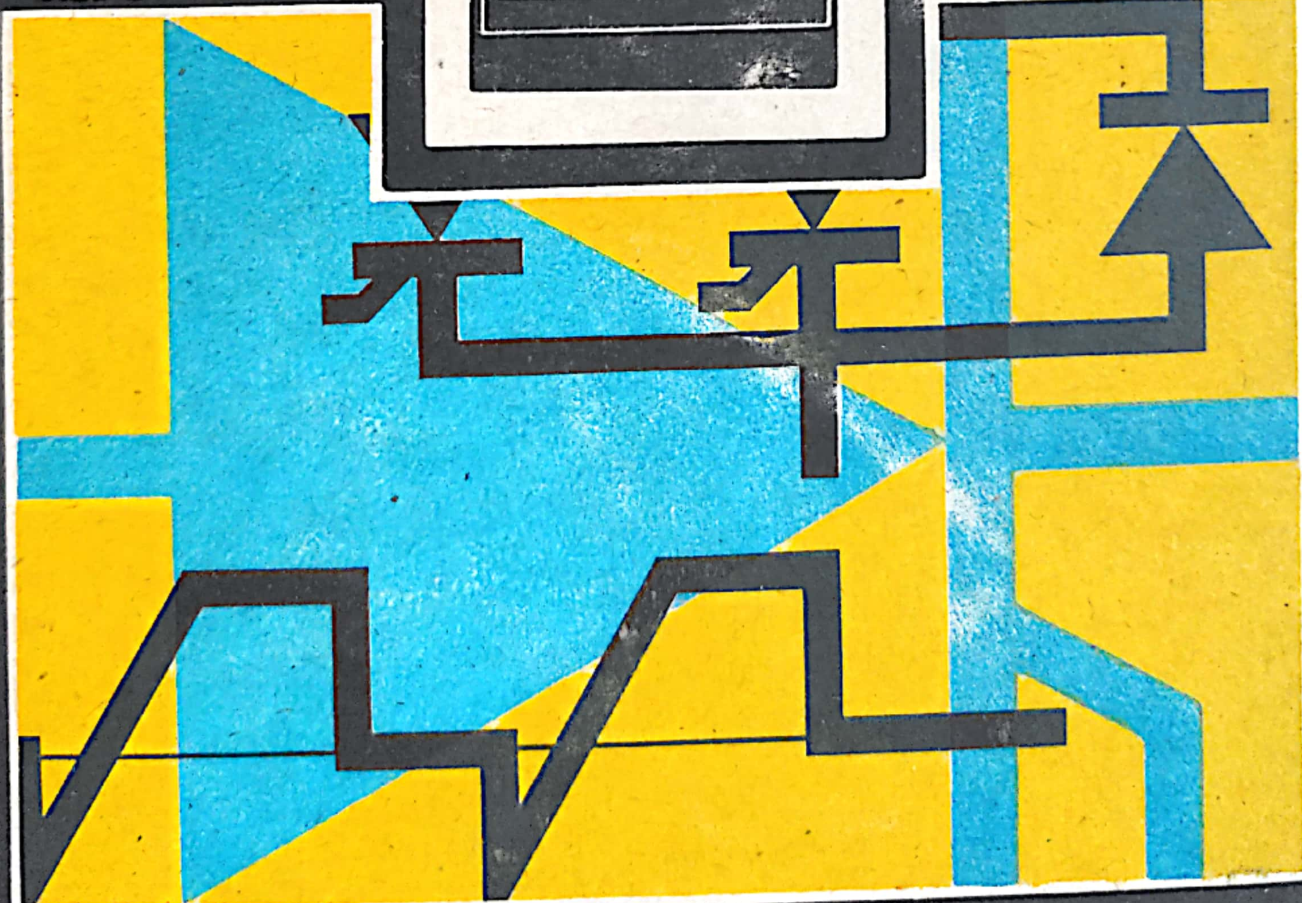
AUTOMATICA

SERIA PRACTICA

ELECTRONICA

INFORMATICA

MANAGEMENT



Seria PRACTICĂ

BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ INFORMATICĂ-ELECTRONICĂ-MANAGEMENT

M. K. Satrr. Conducerea producției, Sisteme de execuție,
V. Crăciunoiu ș.a. Elemente de execuție
A. Vlădescu ș.a. Radioreceptoare
M. Mayer. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație forțată
G. Moltgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea
L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cuptoarelor industriale
I. Papadache. Automatică aplicată, ediția I și a II-a
Șt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
V. H. Lisicikin. Prognoza tehnico-științifică în ramurile industriei
G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
J. J. Samuely, J. Pignaret, A. Sarasin. Instrumentația electronică în fizica nucleată
T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini
S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutație
R. Stere ș.a. Tranzistoare cu efect de cîmp
D. N. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru centrul statistic a calității producției
V. Stanciu ș.a. Tehnica imaginii în cinematografie și televiziune
P. Veseanu, Șt. Pătrașcu. Măsurarea temperaturii în tehnică
P. Popescu, P. Mihordea. Măsurarea debitului în tehnică
P. Vezeanu. Măsurarea nivelului în tehnică
C. Hidos, P. Isac (coordonatori) Studiul muncii, vol. I—VIII
V. Baltac ș.a. Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare
R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL
Ishikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru mașini
A. M. Buhliarov ș.a. Culegere de probleme de programare
P. Constantinescu. Sisteme informatice, modele ale conducerii și sistemelor conduse
F. S. Buffa. Conducerea modernă a producției, vol. I și II
A. Vătășescu ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare
A. Nadolo. Măsurarea volumului și calității lichidelor în industrie
Ch. Jones. Design. Metode și aplicații
Gh. Pisău ș.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informatice
C. Hidos. Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice
A. Vătășescu ș.a. Circuite integrate liniare. Manuale de utilizare, vol. 1, 2, 3 și 4
M. Silisteanu ș.a. Scheme de televizoare, magnetofoane, picupuri, vol. 1 și 2, ed. a II-a
D. W. Davies. Rețele de interconectare a calculatoarelor
V. Pescaru ș.a. Fișiere, baze și bănci de date
Gh. Bastiurea ș.a. Comanda numerică a mașinilor-unelte
N. Sprînceană ș.a. Automatizări discrete în industrie. Culegere de probleme
M. Florescu. Cibernetică, automatică, informatică în industria chimică
S. Călin ș.a. Optimizări în automatizări industriale
S. Maican, Si teme numerice cu circuite integrate
I. Ristea ș.a. Manualul muncitorului electronist
M. Simonescu. Proiectarea unitară a circuitelor electronice
C. Cluceru. Tehnica măsurătorilor și telecomunicații
P. Nițulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
R. Răpeanu ș.a. Circuite integrate analogice. Catalog
Ct. Lozneanu ș.a. Casetofoane, Depanare. Funcționare
T. Rădulescu ș.a. Centrale telefonice automate
N. Iosif ș.a. Tiristoare și module de putere. Catalog
P. Postelnicu. Sisteme și linii de transmisiuni telefonice
M. Silișteanu, ș.a. Receptoarele TV în culori
M. Băsoiu ș.a. Funcționarea și depanarea TV în culori
Petru Al. Dan ș.a. Diode cu siliciu. Catalog
I. Ardelean ș.a. C MOS. Manual de utilizare
P. Nițulescu. Echipamente moderne în telefonie
M. Bodea ș.a. Diode și tiristoare de putere. Manual de utilizare, vol. 1

M. BODEA (coordonator)
I. TEODORESCU
R. DRAGOMIR
A. SILARD
S. NEGRU
E. POPA
P. AL. DAN
M. UDREA-SPENEA

DIODE ŞI TIRISTOARE DE PUTERE

Manual de utilizare

vol. II: APLICAŢII

CUPRINS VOLUMUL II : APLICAȚII

CUPRINS VOLUMUL I: PERFORMANȚE

6 Configurații tipice de circuite de aplicații

6.1. Generalități

Diodele și tiristoarele de putere se utilizează aproape în exclusivitate pentru realizarea de circuite de conversie a energiei electrice. Principalele funcții de conversie a energiei sînt caracterizate prin relația ce există între frecvența tensiunii de intrare ω_i și a celei de ieșire ω_o:

— *redresoare* (rectifiers), $\omega_i \neq 0$, $\omega_o = 0$;

— *invertoare* (inverters), $\omega_i = 0$, $\omega_o \neq 0$;

— *cicloconvertoare* (cycloconverters), $\omega_i \neq \omega_o \neq 0$;

— *variatoare de putere* (voltage controllers), $\omega_i = \omega_o$

În cadrul ultimei categorii se disting *variatoarele de putere de c.c.* ($\omega_i = \omega_o = 0$) și de *c.a.* ($\omega_i = \omega_o \neq 0$). În cazul particular în care variatorul de putere se poate afla doar în una din stările extreme ale domeniului de reglaj, funcția devine cea de *contactor electronic* (static switch).

Dacă energia este furnizată convertorului din rețeaua de distribuție de c.a., comutarea în blocare a tiristoarelor poate fi realizată prin efectul inversării periodice a polarizării acestora. Aceste sisteme sînt denumite convertoare cu *comutație naturală* (naturally commutated) sau de la rețea. Sistemele cu alimentare în curent continuu, care debitează energie în consumatori independenți de rețea, au nevoie de circuite auxiliare de stingere a tiristoarelor din blocul de conversie. Acestea sînt denumite *convertoare autonome* sau cu *comutație forțată* (forced commutated).

Funcțiile de conversie pot fi realizate și prin conectarea în cascadă a două sau mai multe blocuri convertoare elementare. Asemenea sisteme, denumite *convertoare indirecte*, oferă de regulă performanțe superioare în ce privește domeniul de reglaj al puterii sau frecvenței și uneori posibilități de izolare galvanică între intrare și ieșire. Convertoarele indirecte cele mai utilizate sînt:

— *convertorul indirect de frecvență* realizat dintr-un redresor urmat de un invertor autonom;

— *variatorul indirect de putere de c.c.* (*convertor c.c.—c.c.*) realizat dintr-un invertor urmat de un redresor;

— *redresorul indirect*, constituit din redresor—invertor—redresor.

6.2. Convertoare cu comutaţie naturală

6.2.1. Redresoare cu diode [1, 2, 3]

Aceste sisteme de conversie ***sînt folosite în aplicaţiile în care nu este necesară reglarea puterii*** sau ***în sisteme de conversie indirecte***, în care reglarea puterii se poate face într-unul din celelalte blocuri ale sistemului.

Redresoarele de putere sînt alimentate de regulă de la surse polifazice conectate în stea sau în poligon. În cazul conexiunii în stea, sarcina se poate lega prin conductorul neutru la punctul comun al stelei, obţinîndu-se astfel redresarea unei singure alternanţe din fiecare fază (**single-way rectifier**).

Redresorul poate fi realizat cu catozii comuni ca în figura 6.1.*a*, în care caz este denumit *redresor pozitiv*, sau cu anozii comuni (denumit *redresor negativ*).
Prin conectarea sarcinii între două asemenea redresoare, unul cu catozii comuni şi celălalt cu anozii comuni, se obţine redresarea ambelor alternanţe (*redresor în punte*, **double-way rectifier** sau **bridge rectifier**), conductorul neutru nu mai este necesar întrucît fiecare fază debitează curent în ambele alternanţe (vezi figura 6.1.*b*) iar sursa poate fi conectată atît în stea cît şi în poligon.

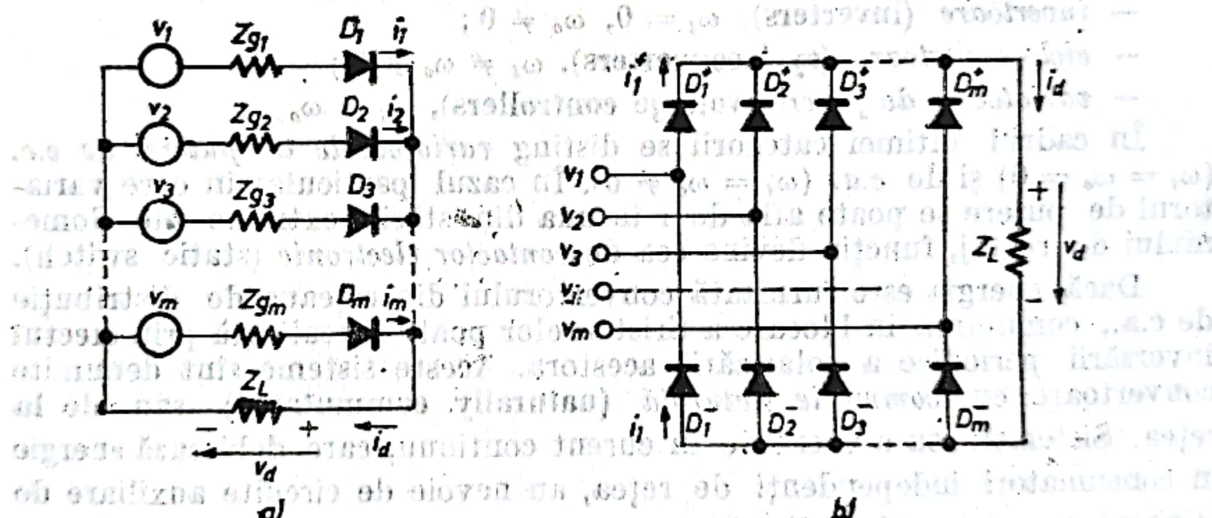


Fig. 6.1. Structuri de redresoare polifazice. (*a*) Redresoare monoalternanţă. (*b*) Redresoare bialternanţă.

Sursa de alimentare polifazică este constituită din m surse de tensiune pur sinusoidală avînd amplitudini egale şi defazate fiecare faţă de cele adiacente prin $\pm\dfrac{2\pi}{m}$;

$$v_j = V\cos\left[\omega t - \frac{2\pi}{m}(j-1)\right], \ldots \quad (j = 1, 2, \ldots, m) \qquad (6.1)$$

● *Redresoare monoalternanţă*

Principalii parametri de lucru ai *redresoarelor polifazice monoalternanţă* sînt daţi în continuare.

Tensiunea medie redresată (la încărcare de curent neglijabilă)

$$V_{d0} = \frac{m}{\pi} \int_{0}^{\pi/m} V \cos(\omega t)\, d(\omega t) = V \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}}; \tag{6.2}$$

Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină:

$$V_{d(RMS)} = \left\{ \frac{m}{\pi} \int_{0}^{\pi/m} [V \cos(\omega t)]^2 d(\omega t) \right\}^{1/2} = V \left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} \right]^{1/2}; \tag{6.3}$$

Factorul de formă al tensiunii redresate

$$K_{f(V)} = \frac{V_{d(RMS)}}{V_{d0}}; \tag{6.4}$$

Factorul de pulsație al tensiunii redresate

$$\Omega_{(V)} = \left(\frac{V^2_{d(RMS)} - V^2_{d0}}{V_{d0}} \right)^{1/2} = (K^2_{f(V)} - 1)^{1/2}; \tag{6.5}$$

În cazul unor forme de undă mai complicate, factorul de pulsație poate fi exprimat și prin valoarea relativă a amplitudinii pulsației:

$$\Omega'_{(V)} = \frac{V_M - V_m}{2V_{d0}} \tag{6.6}$$

Tensiunea inversă maximă suportată de diode depinde de paritatea numărului de faze. Pentru un număr de faze par, sursele individuale sînt două cîte două, în opoziție de fază astfel că tensiunea inversă este suma dintre amplitudinea tensiunii alternative pe fază și valoarea maximă a tensiunii pe sarcină:

$$V_{RM} = 2V \tag{6.7}$$

În cazul numărului impar de faze, tensiunea inversă trece prin maxim de două ori într-o perioadă, la $\omega t = \pi \pm \frac{\pi}{m}$ și are valoarea

$$V_{RM} = 2V \cos \frac{\pi}{2m}; \tag{6.8}$$

Curenții prin diode depind de *natura sarcinii*. Se iau în considerare două situații întîlnite mai des în practică.



Sarcină rezistivă, $Z_L = R_L$.

Curentul mediu prin sarcină este $I_d = V_{d0}/R_L$ fiecare diodă preluînd a m-a parte

$$I_{FAV} = \frac{V_{d0}}{mR_L}. \tag{6.9}$$

Valoarea maximă a curentului prin fiecare diodă este

$$I_{FM} = \frac{V}{R_L}. \tag{6.10}$$

iar valoarea efectivă este

$$I_{F(RMS)} = \frac{V_{d(RMS)}}{R_L\sqrt{m}}. \tag{6.11}$$

Factorul de formă al curentului este

$$K_{f(I)} = K_{f(V)}\sqrt{m}. \tag{6.12}$$

Factorul de putere la intrare (în secundarul transformatorului de alimentare) este

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V^2_{d(RMS)}\sqrt{2}}{mVR_LI_{F(RMS)}} = \left[\frac{1}{m} + \frac{\sin\frac{2\pi}{m}}{2\pi}\right]^{\frac{1}{2}}. \tag{6.13}$$

Sarcină puternic inductivă ($\omega L_L \gg R_L$)

Curentul prin sarcină este constant $i_d = I_d =$ ct., de unde rezultă valorile corespunzătoare pentru fiecare diodă:

$$I_{FAV} = \frac{I_d}{m}, \tag{6.9'}$$

$$I_{FM} = I_d = mI_{FAV}, \tag{6.10'}$$

$$I_{F(RMS)} = \frac{I_d}{\sqrt{m}}, \tag{6.11'}$$

$$K_{f(I)} = \sqrt{m}, \tag{6.12'}$$

$$\lambda = \sqrt{\frac{2}{m}}\,\frac{\sin\frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \tag{6.13'}$$

Caracteristica externă a redresoarelor polifazice depinde de caracterul și valoarea impedanței echivalente de generator Z_g (figura 6.1.*a*). Se consideră de obicei că sistemul este simetric și că reactanțele de scăpări ale transformatorului joacă rolul predominant: $Z_{g1} = Z_{g2} = \ldots Z_{gm} \approx \approx jX_c$. Energia acumulată în aceste reactanțe nu permite comutarea instantanee a diodelor, determinînd suprapunerea conducției a două diode pe o durată de timp de comutație $t_c = \gamma/\omega$. Unghiul de suprapunere este definit de relația

$$\gamma = \arccos\left[1 - \frac{X_c I_d}{V \sin\dfrac{\pi}{m}}\right] \tag{6.14}$$

iar caracteristica externă are expresia

$$V_d = V_{d0} - \frac{m}{2\pi} X_c I_d, \tag{6.15}$$

valabilă doar pe intervalul $0 < \gamma < \frac{2\pi}{m}$. La încărcări de curent mai mari, apare o suprapunere multiplă de conducție (intervale în care conduc simultan mai mult de 2 diode), caracteristica externă totală, pînă la regimul de scurt circuit fiind astfel constituită din $m - 1$ segmente (vezi figura 6.2).

La scurtcircuit toate diodele conduc simultan pe durata întregii perioade iar curentul debitat de o fază are expresia

$$i_{jsc} = \frac{V}{X_c}\left[1 - \cos\left(\omega t - j\frac{2\pi}{m}\right)\right]. \tag{6.16}$$

Curentul de scurtcircuit exterior este dat de suma curenților i_j

$$i_{sc} = \sum_{j=1}^{m} i_{jsc} = m\frac{V}{X_c} = I_{sc} \tag{6.17}$$

și nu are decît componentă continuă.

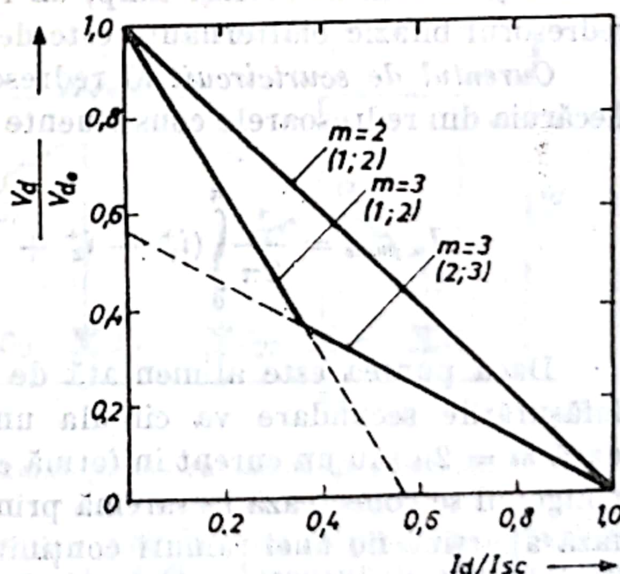


Fig. 6.2. Caracteristica externă a redresoarelor bifazice și trifazice monoalternanță. (1 ; 2) — simplă suprapunere (conduc 1, respectiv 2 diode simultan); (2 ; 3) — dublă suprapunere (conduc 2 respectiv 3 diode simultan).

● *Redresoare bialternanță (în punte)*

Examinînd schema din figura 6.1.*b*, se constată că, dacă se admite că alimentarea redresorului se face de la o sursă polifazică identică celeia din figura 6.1.*a*, se obține o tensiune medie dublă față de cea a redresorului monoalternanță.

În ce privește valoarea efectivă, tensiunile inverse maxime pe diode și factorul de formă, respectiv factorul de pulsație, se pot distinge două situații :

— dacă sursa are un *număr par de faze*, acestea se află două cîte două în antifază și deci *redresorul bialternanță este identic sub toate aspectele cu două redresoare monoalternanță, conectate în serie*;

— dacă sursa are un *număr impar de faze*, tensiunea pe sarcină are un număr de pulsații pe perioadă, egal cu dublul numărului de faze, așa că, de exemplu, *redresorul trifazic în punte este echivalent cu două redresoare hexafazice monoalternanță conectate în serie.*

În ce privește factorul de putere în secundar, se observă că fiecare înfășurare secundară debitează cîte un impuls de curent în fiecare semiperioadă așa că valoarea sa este de $\sqrt{2}$ ori mai mare decît cea a redresorului monoalternanță :

$$\lambda_{punte} = \lambda\sqrt{2}. \tag{6.18}$$

Observație. O sursă bifazică are cele două tensiuni în opoziție de fază, suma lor fazorială fiind egală cu suma algebrică, din care cauză, in absența conductorului neutru, aceasta se confundă cu o sursă monofazică. De aici rezultă unele *confuzii de nomenclatură.* Astfel, în limbaj uzual, redresorul bifazic monoalternanță este denumit redresor monofazic bialternanță (deși, cum se observă din figura 6.1, de la o singură sursă nu se pot alimenta și înseria în același timp, un redresor pozitiv și unul negativ), iar redresorul bifazic bialternanță este denumit redresor monofazic în punte.

Curentul de scurtcircuit al redresorului în punte este egal cu cel al fiecăruia din redresoarele constituente

$$I_{sc\,punte} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(i_1^+ + i_2^+ + \ldots + i_n^+)\mathrm{d}(\omega t) = \frac{m}{\pi}\,\frac{V}{X_e}. \tag{6.19}$$

Dacă puntea este alimentată de o sursă conectată în poligon, prin înfășurările secundare va circula un curent de formă *dreptunghiulară* dacă $m = 2n$ sau un curent în formă *crenelată* dacă $m = 2n + 1$ (deoarece poligonul se conectează la sarcină prin două din vîrfurile sale, deci fiecare fază aparține fie unei ramuri conținînd $(m-1)/2$ faze înseriate fie unei ramuri cu $(m + 1)/2$ faze).

Valoarea efectivă a curentului dintr-o înfășurare secundară are valoarea

$$I_{s(RMS)} = \begin{cases} \dfrac{I_d}{2} & m = 2n \quad (6.20) \\[2ex] \dfrac{I_d}{2}\,\dfrac{\sqrt{m^2-1}}{m} & m = 2n + 1 \quad (6.20') \end{cases}$$

Factorul de putere în secundar este

$$\lambda_{poligon} = \begin{cases} \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0{,}901 & m = 2n \qquad (6.21) \\ \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}\dfrac{m}{\sqrt{m^2-1}} = 0{,}901\dfrac{m}{\sqrt{m^2-1}} & m = 2n+1 \qquad (6.21') \end{cases}$$

● *Conexiunea paralel cu bobină de absorbţie* **(interphase transformer)**

Conexiunea în paralel cu bobină de absorbţie (vezi figura 6.3) *permite de asemenea dublarea numărului de pulsaţii într-o perioadă* dacă $m = 2n + 1$ precum şi *o ameliorare a caracteristicii externe în sensul reducerii pantei acesteia.*

Dacă prin circuitul magnetic al bobinei L_a variaţia fluxului nu se anulează niciodată, potenţialele punctelor O_1 şi O_2 sînt reciproc independente, fiecare diodă conduce un interval de faze de $2\pi/3$ şi în fiecare moment conduc două diode, una din redresorul R_1 şi una din redresorul R_2.

Tensiunea redresată medie este cea corespunzătoare redresorului trifazic, a cărei valoare de mers în gol este

$$V_{d0} = V_{d0}^{(3)} = 0{,}828\ V \qquad (6.22)$$

Tensiunea instantanee a punctului O' faţă de conductorul comun, este media tensiunilor fazelor ce conduc simultan, avînd 6 pulsaţii într-o perioadă, dacă fluxul magnetic din bobină (deci curentul de magnetizare i_μ)

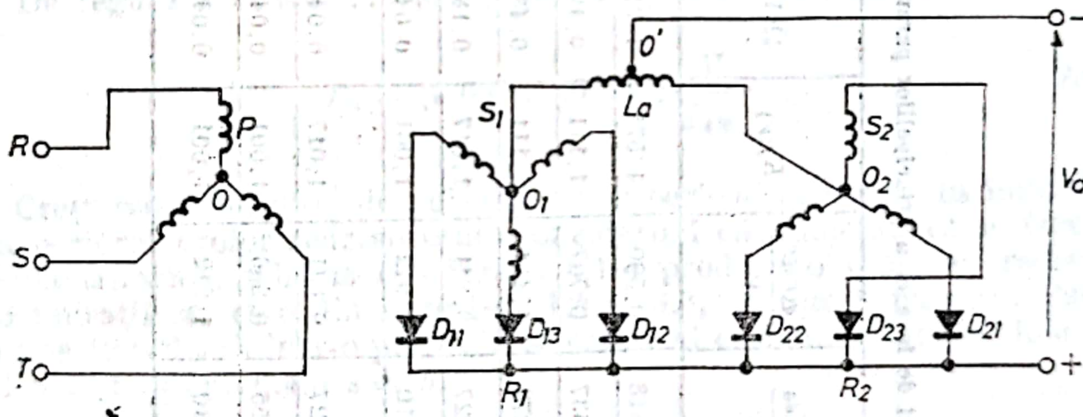


Fig. 6.3. Redresor trifazic în conexiune paralel cu bobină de absorbţie.

nu se anulează în nici un moment, astfel incît bobina să poată prelua diferenţa instantanee de potenţial dintre O_1 şi O_2. Curentul de magnetizare are o valoare maximă dată de

$$I_{\mu M} = \frac{V}{\omega L_a}\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right). \qquad (6.23)$$

Condiţia $i_\mu > 0$ este echivalentă cu condiţia $I_d \geqslant 2I_{\mu M}$. Prin urmare bobina de absorbţie se poate dimensiona astfel ca la o valoare minimă I_{dm}

Tabelul 6.1

Dependența de numărul de faze m a principalilor parametri ai redresoarelor polifazice cu sarcină rezistivă și inductivă.

Număr de faze m	Mod de redresare	V_{do}/V	$V_{d(RMS)}/V$	$K_{f(V)}$	$\Omega(V)$	V_{RM}/V	Factor de putere în secundar, λ		Factor de formă al curentului, K		I_{FM}/I_{FAV}	
							sarcină rezistivă	sarcină inductivă	sarcină rezistivă	sarcină inductivă	sarcină rezistivă	sarcină inductivă
1	monoalternanță	0,318	0,500	1,571	1,211	1	0,287	—	1,571	—	3,142	—
2	monoalternanță	0,637	0,707	1,111	0,483	2	0,707	0,637	1,571	1,414	3,142	2
	bialternanță	1,272	1,414	1,111	0,483	2	1,000	0,900	1,571	1,414	3.142	2
3	monoalternanță	0,827	0,841	1,017	0,183	1,732	0,686	0,675	1,761	1,732	3,620	3
	bialternanță	1,910	1,912	1,001	0,042	1,732	0,971	0,955	1,761	1,732	6,284	[illegible]
	cu bobină de absorbție	0,827	0,841	1,017	0,042	2	—	0,675	—	1,732	—	3
6	monoalternanță	0,955	0,956	1,001	0,042	2	0,552	0,551	2,452	2,449	6,284	6
	bialternanță	1,910	1,912	1,001	0,042	2	0,780	0,780	2,452	2,449	6,284	6

a curentului de sarcină, să existe egalitatea

$$I_{dm} = kI_{dN} = 2I_{\mu M} \tag{6.24}$$

unde I_{dN} este valoarea nominală a curentului de sarcină.

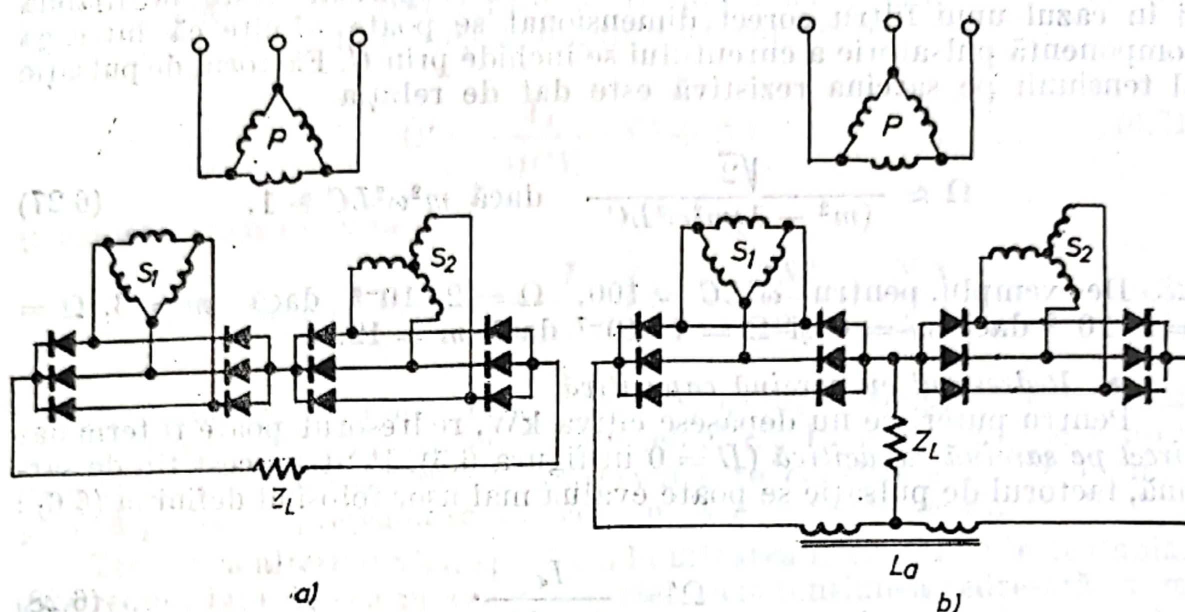


Fig. 6.4. Conexiuni de redresor cu 12 pulsuri alimentate din rețeaua trifazică. (*a*) Serie. (*b*) Paralel, cu bobină de absorbție.

De regulă $k = 0{,}01 \ldots 0{,}02$ și pentru $f = 50$ Hz, rezultă

$$L_a = (0{,}043 \ldots 0{,}086) \frac{V}{I_{dN}}. \tag{6.25}$$

Creșterea numărului de pulsații într-o perioadă conduce la îmbunătățirea performanțelor redresorului. Considerînd că alimentarea se face din rețeaua trifazică, schema din figura 6.1.*a* produce o tensiune redresată cu 3 pulsații iar cele din figurile 6.1.*b* și 6.3, produc 6 pulsații. Pentru a obține 12 pulsații într-o perioadă se combină cîte două circuite de 6 pulsații, ca în figura 6.4.*a* sau *b*.

- *Șuntarea părții rezistive a sarcinii cu un condensator*

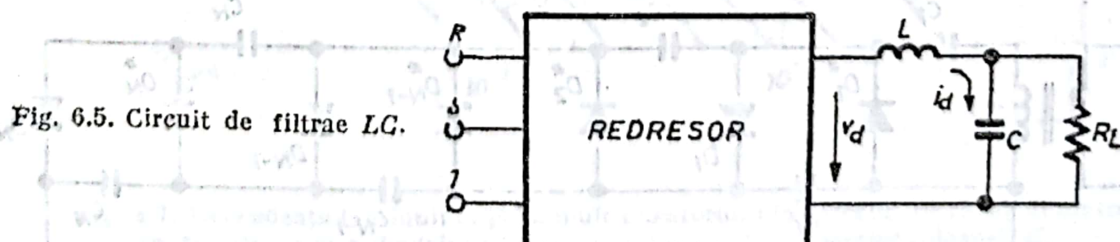


Fig. 6.5. Circuit de filtrae *LC*.

Reducerea în continuare a factorului de pulsație al curentului redresat se poate obține prin șuntarea părții rezistive a sarcinii cu un condensator (vezi figura 6.5).

Tensiunea redresată este descrisă prin seria Fourier

$$v_d = V_{d0}\left[1 - 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{(km)^2 - 1}\cos(km\omega t)\right]. \qquad (6.26)$$

Pentru $m \geqslant 2$, contribuţia armonicelor superioare este neglijabilă şi în cazul unui filtru corect dimensionat se poate admite că întreaga componentă pulsatorie a curentului se închide prin C. Factorul de pulsaţie al tensiunii pe sarcina rezistivă este dat de relaţia

$$\Omega \approx \frac{\sqrt{2}}{(m^2 - 1)m^2\omega^2 LC} \quad \text{dacă } m^2\omega^2 LC \gg 1. \qquad (6.27)$$

De exemplu, pentru $\omega^2 LC = 100$, $\Omega = 2 \cdot 10^{-4}$ dacă $m = 3$, $\Omega = 1 \cdot 10^{-5}$ dacă $m = 6$ şi $\Omega = 7 \cdot 10^{-7}$ dacă $m = 12$.

• ***Redresorul cu sarcină capacitivă***

Pentru puteri ce nu depăşesc cîţiva kW, redresorul poate fi terminat *direct pe sarcină capacitivă* ($L = 0$ în figura 6.5). Pentru acest tip de sarcină, factorul de pulsaţie se poate evalua mai uşor folosind definiţia (6.6):

$$\Omega' = \frac{I_d}{2mfCV}. \qquad (6.28)$$

Caracteristica externă este aproximată prin

$$V_d = V - \frac{\Delta V}{2} = V - \frac{I_d}{2mfC} \qquad (6.29)$$

• ***Multiplicatorul de tensiune*** **(cascade voltage multiplier)**

Prin conectarea în cascadă a mai multor celule constituite din condensator în ramura serie şi diodă în ramura paralel se obţine *multiplicatorul de tensiune.*

Circuitul tipic cu alimentare monofazică este arătat în figura 6.6. Condensatoarele $C_1, C_2 \ldots C_N$ formează coloana de netezire a tensiunii pe sarcină iar coloana $C_1^*, C_2^* \ldots C_N^*$ serveşte la reîncărcarea coloanei de netezire. Toate condensatoarele se încarcă (în absenţa curentului de sarcină) la tensiunea $2V_2$, cu excepţia condensatorului C_1, care se încarcă

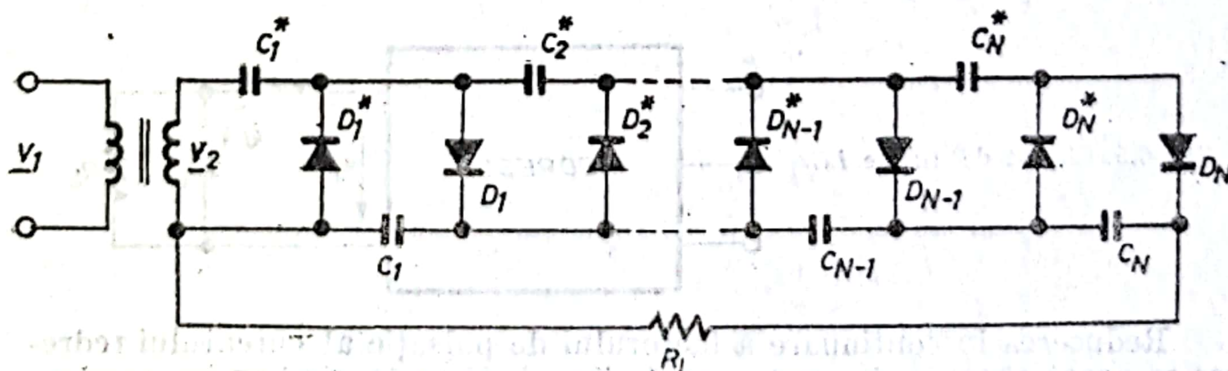


Fig. 6.6. Multiplicator de tensiune în cascadă.

la V_2. Tensiunea de mers în gol a circuitului ideal (fără considerarea elementelor parazite) este

$$V_{d0(\text{ideal})} = 2NV_2 \tag{6.30}$$

Analiza simplificată a circuitului se poate face pe baza criteriului de conservare a sarcinii transferate în timpul unei perioade. Considerînd toate condensatoarele egale, se obține factorul de pulsație

$$\Omega' = \frac{I_d}{4fCV}(N^2 + N) \tag{6.31}$$

și caracteristica externă

$$V_{d(\text{ideal})} \approx V_{d0(\text{ideal})} - \frac{I_d}{2fC}\left(N^3 + \frac{3N^2}{2} + \frac{N}{2}\right) \tag{6.32}$$

Tensiunea reală obținută este mai mică dacă se ia în considerare capacitatea proprie (de barieră) a diodelor, C'. În intervalul de timp în care toate diodele sînt blocate (interval care constituie cea mai mare parte a perioadei), rețeaua se reduce la un atenuator în scară.

Tensiunea alternativă disponibilă la intrarea fiecărei celule de dublare este redusă față de cea precedentă astfel încît tensiunea redresată în gol, care este suma amplitudinilor tensiunilor de intrare în celulele de dublare este dată de

$$V_{d0} = V_{d0(\text{ideal})} \frac{\text{th}\left(2N\sqrt{\frac{C'}{C}}\right)}{2N\sqrt{\frac{C'}{C}}}. \tag{6.33}$$

Relația (6.33) este reprezentată în figura 6.7.

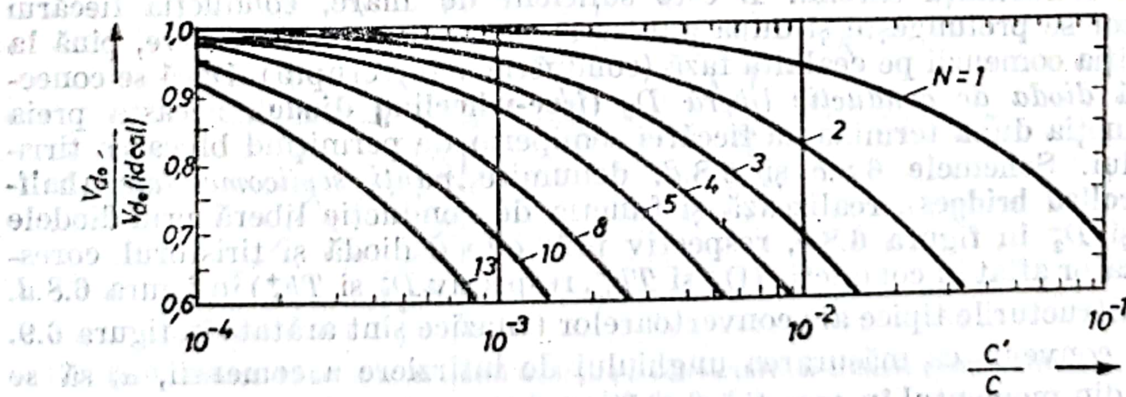


Fig. 6.7. Dependența tensiunii în gol a multiplicatorului în cascadă, de raportul dintre capacitatea șunt a diodelor C' și capacitatea condensatoarelor coloanei, C.

Caracteristica externă reală se obține din (6.32) înlocuind $V_{d0(\text{ideal})}$ prin V_{d0} din (6.33).

6.2.2. Convertoare cu reglaj de fază (phase controlled converters) [4, 5, 7, 8]

Prin înlocuirea parțială sau totală a diodelor cu tiristoare *se poate controla momentul intrării acestora în conducție.* Se poate obține astfel *reglarea tensiunii medii redresate sau, în anumite condiții, inversarea polarității tensiunii pe sarcină* deci și a sensului fluxului de putere.

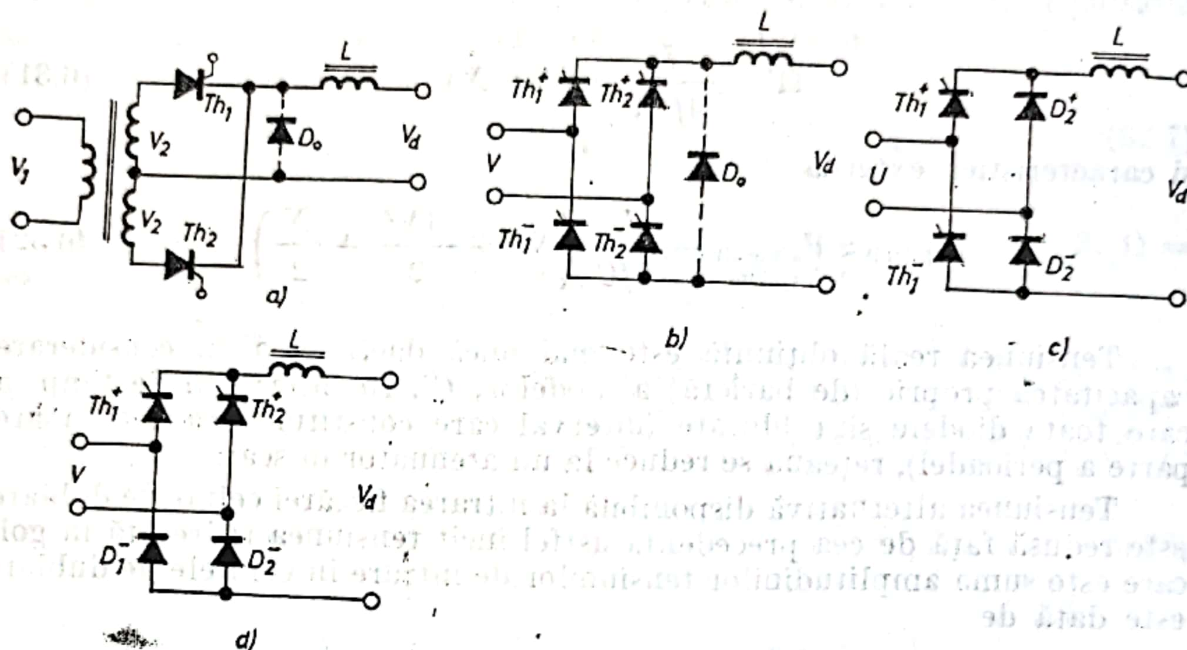


Fig. 6.8. Configurații tipice de convertor bifazic cu reglaj de fază. (*a*) Convertor monoalternanță. (*b*) Punte complet comandată. (*c*) Punte semicomandată asimetrică. (*d*) Punte semicomandată simetrică.

Structurile tipice ale *convertoarelor bifazice* sînt arătate în figura 6.8.

Schemele 6.8*a* și 6.8.*b* derivă din structurile de redresare bifazică mono-, respectiv bialternanță prin înlocuirea tuturor diodelor cu tiristoare. Dacă inductanța sarcinii L este suficient de mare, conducția fiecărui tiristor se prelungește și după anularea tensiunii fazei respective, pînă la apariția comenzii pe cealaltă fază (conducție neîntreruptă). Dacă se conectează *dioda de conducție liberă* D_0 (**free-wheeling diode**), aceasta preia conducția după terminarea fiecărei semiperioade permițînd blocarea tiristorului. Schemele 6.8.*c* și 6.8.*d*, denumite *punți semicomandate* (**half-controlled bridges**), realizează și funcția de conducție liberă prin diodele D_2^+ și D_2^- în figura 6.8.*c*, respectiv prin cîte o diodă și tiristorul corespunzător aflat în conducție (D_1^- și Th_1^+, respectiv D_2^- și Th_2^+) în figura 6.8.*d*.

Structurile tipice ale convertoarelor trifazice sînt arătate în figura 6.9. Este convenit ca măsurarea unghiului de întîrziere a comenzii, α, să se facă din momentul în care tiristorul respectiv ar intra spontan în conducție dacă ar fi o diodă (momentul comutației naturale).

Formele de undă ale tensiunii pe sarcină în cazul convertorului monoalternanță și mărimile semnificative sint arătate în figura 6.10.

În cazul cînd *sarcina e pur rezistivă,* fiecare tiristor transferă conducția celui următor dacă unghiul de comandă α estemai mic decît α'

definit prin

$$\alpha' = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}. \tag{6.34}$$

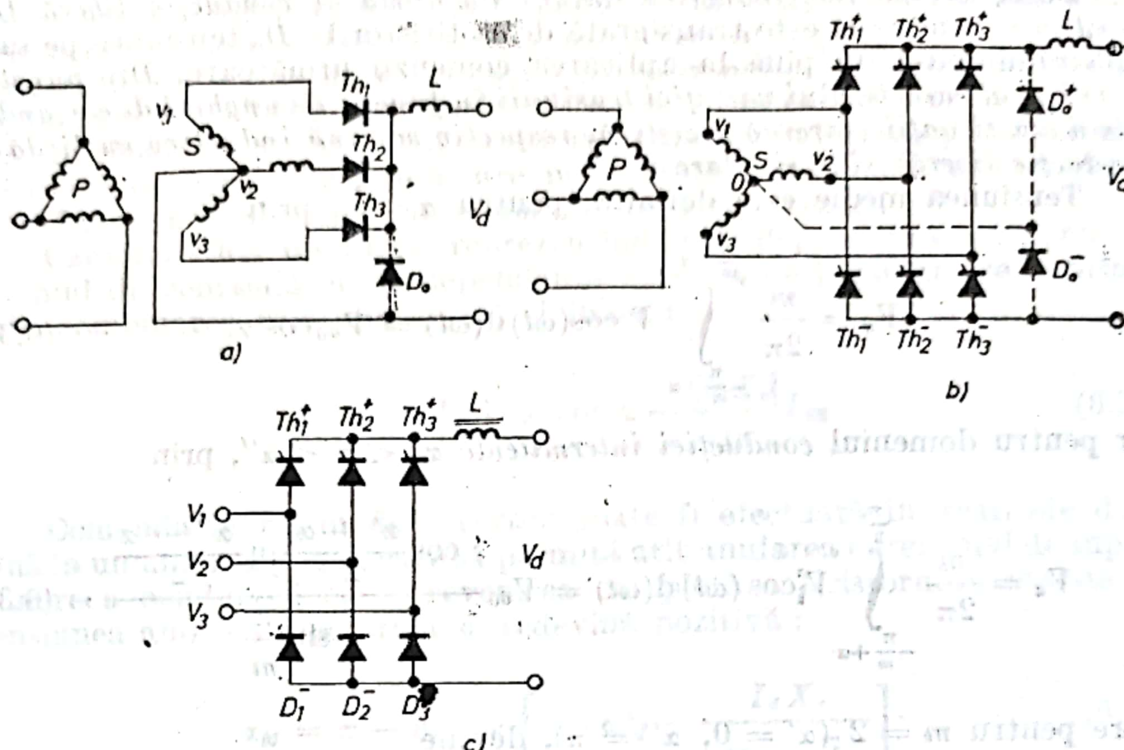


Fig. 6.9. Configurații tipice de convertor trifazic cu reglaj de fază. (*a*) Monoalternanță. *b*) (Punte complet comandată. (*c*) Punte semicomandată.

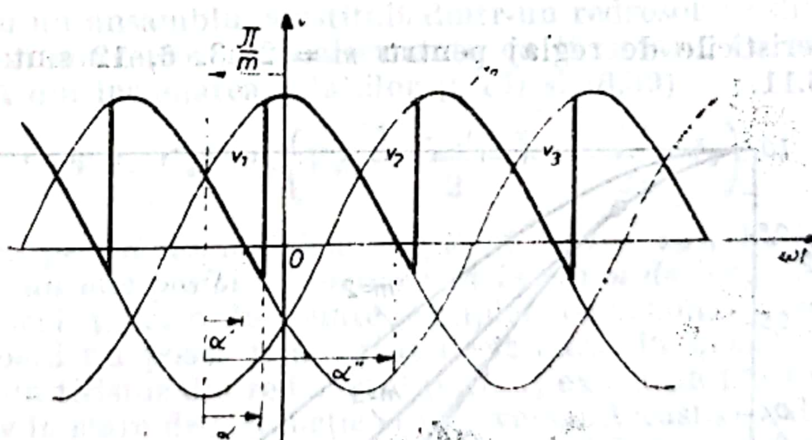


Fig. 6.10. Forma de undă a tensiunii de ieșire a convertorului trifazic monoalternanță cu reglaj de fază.

Dacă $\alpha > \alpha'$, tiristorul se blochează spontan prin inversarea polarității tensiunii anodice la $\omega t = \alpha''$, curentul prin sarcină rămînînd nul pînă la aplicarea comenzii următoare. Limita superioară a domeniului de reglare este faza α'', la care tensiunea anodică devine nulă în momentul

aplicării comenzii următoare

$$\alpha'' = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}. \tag{6.35}$$

Dacă *sarcina este inductivă* dar *există dioda de conducție liberă* D_0, la $\omega t = \alpha'$ conducția este transferată de la tiristor la D_0 tensiunea pe sarcină rămînînd nulă pînă la aplicarea comenzii următoare. *Din punctul de vedere al caracterului variației tensiunii în funcție de unghiul de comandă, cele două situații (sarcină rezistivă, respectiv sarcină inductivă cu diodă de conducție liberă) sînt similare.*

Tensiunea medie este definită, pentru $\alpha < \alpha'$, prin

$$V_d = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha}^{\frac{\pi}{m}+\alpha} V \cos(\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t) = V_{d0} \cos\alpha, \tag{6.36}$$

iar pentru domeniul *conducției intermitente* $\alpha' < \alpha < \alpha''$, prin

$$V_d = \frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} V \cos(\omega t)\,\mathrm{d}(\omega t) = V_{d0} \frac{\cos\frac{\alpha'+\alpha}{2} \sin\frac{\alpha''-\alpha}{2}}{\sin\frac{\pi}{m}}, \tag{6.37}$$

care pentru $m = 2$ ($\alpha' = 0$, $\alpha'' = \pi$), devine

$$V_d = V_{d0} \frac{1+\cos\alpha}{2}. \tag{6.38}$$

Caracteristicile de reglaj pentru $m = 2$, 3, 6, 12 sînt reprezentate în figura 6.11.

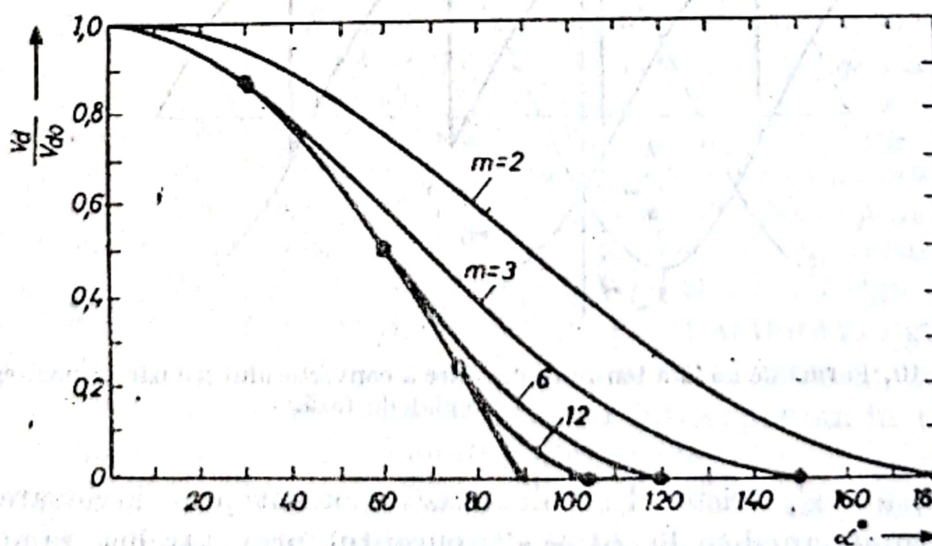


Fig. 6.11. Caracteristicile de reglaj ale convertoarelor polifazice monoalternanță pe sarcină rezistivă.

Pentru *sarcină inductivă fără diodă de conducție liberă*, caracteristica de reglaj este reprezentată prin legea unică (6.36), pe tot domeniul $0 < \alpha < \pi$. După cum rezultă din figura 6.10 pentru $\alpha < \frac{\pi}{2}$ ariile cuprinse între curba v_d și axa timpului, situate în semiplanul pozitiv, sînt mai mari decît cele din semiplanul negativ, așa că valoarea medie a tensiunii este pozitivă. Situația se inversează pentru $\pi/2 \leqslant \alpha < \pi$, ceea ce arată că *în acest domeniu tensiunea medie își inversează semnul iar puterea circulă din spre partea de c.c. în spre cea de c.a.*

În concluzie, convertorul cu sarcină puternic inductivă și fără funcție de diodă de conducție liberă, are posibilitatea de a lucra atît în *regim de redresor* ($\alpha < \pi/2$) cît și în *regim de invertor* ($\alpha > \pi/2$).

Caracteristica de lucru reprezentînd atît dependența tensiunii de unghiul de comandă cît și dependența acesteia de încărcare se exprimă prin combinarea relațiilor (6.15) și (6.36):

$$V_d(\alpha, I_d) = V_{d0} \cos \alpha - \frac{mX_c}{2\pi} I_d \qquad (6.39)$$

Comanda în regim de invertor poate fi efectuată în realitate doar pînă la un unghi $\alpha_M < \pi$, care să permită atît anularea curentului de suprapunere a conducției cît și revenirea completă a tiristorului, înainte ca tensiunea anodică a acestuia să redevină pozitivă:

$$\alpha_M = \pi - \arccos \left[\cos \omega t_q - \frac{I_d X_c}{V \sin \frac{\pi}{m}} \right]. \qquad (6.40)$$

Puntea semicomandată simetrică (figura 6.8.*d* sau figura 6.9.*c*) poate fi echivalată cu un ansamblu constituit dintr-un redresor cu diode conectat în serie cu un convertor monoalternanță cu tiristoare. Caracteristica de lucru rezultă din însumarea relațiilor (6.15) și (6.39)

$$V_d(\alpha, I_d) = 2\left(V_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} - \frac{mX_c}{2\pi} I_d \right) \qquad (6.41)$$

care arată că pe tot domeniul de reglaj ($0 < \alpha < \alpha_M$), V_d își păstrează semnul, deci *nu este posibilă funcționarea în regim de invertor*.

Convertorul trifazic în punte complet comandată fără diodă de conducție liberă nu poate fi amorsat decît dacă, în momentul apariției comenzii pe un tiristor din redresorul pozitiv, există un tiristor din redresorul negativ în stare de conducție și vice-versa. Această condiție se poate îndeplini fie prin amorsarea funcționării începînd de la $\alpha = 0$ și pe măsură ce curentul de sarcină crește și se asigură conducția neîntreruptă se mărește unghiul de comandă pînă la valoarea dorită a tensiunii de ieșire, fie prin comanda cu impulsuri duble, defazate cu 60° între ele a fiecărui tiristor, cel de-al doilea impuls realizînd comanda auxiliară necesară amorsării conducției.

Prima modalitate nu este convenabilă deoarece are drept efect aplicarea inițială pe sarcină a tensiunii maxime a redresorului în timp ce, de regulă, cerințele de protecție indică aplicarea inițială a unei tensiuni mici

şi creşterea ei treptată pînă la valoarea dorită. În cazul funcţionării cu diodă de nul, schema din figura 6.9.*b* asigură amorsarea conducţiei fiecărui redresor prin cîte una din diodele de nul şi punctul comun al secundarului în stea al transformatorului, evitîndu-se necesitatea comenzii cu impulsuri duble.

Structura armonică a tensiunii pe sarcină depinde de schema convertorului, de numărul de faze şi de unghiul de comandă α. Pentru convertoarele complet comandate, dezvoltarea Fourier a tensiunii pe sarcină la o încărcare de curent neglijabilă, are forma:

$$v_d = V_{do}\left\{\cos\alpha + \sum_{k=1}^{\infty}\left[\frac{1}{(km-1)^2} + \frac{1}{(km+1)^2} - \frac{2\cos 2\alpha}{k^2m^2-1}\right]^{1/2} \cdot \sin(km\omega t + \Phi_{km})\right\} \quad (6.42)$$

Pentru punţile semicomandate, structura armonică este dată de suma dintre tensiunea convertorului cu reglaj de fază, conform (6.42) şi a celui fără reglaj, dată tot de (6.42) în care $\alpha = 0$. Distribuţia amplitudinilor primelor armonice în funcţie de unghiul de comandă, este prezentată

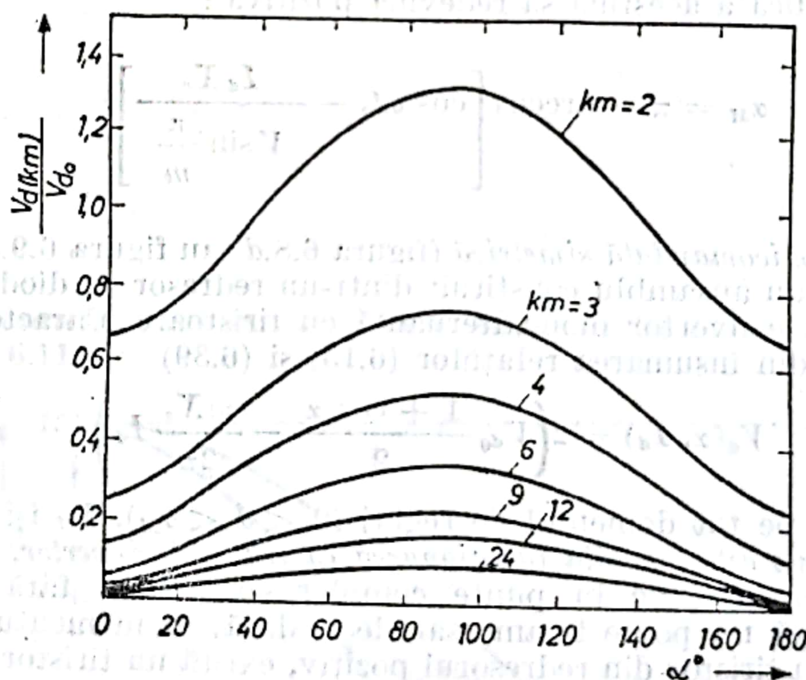


Fig. 6.12. Dependenţa amplitudinii primelor armonice ale tensiunii pe sarcină de unghiul de comandă α la convertoarele monoalternanţă şi la punţile complet comandate.

în figura 6.12 pentru convertoarele complet comandate, în figura 6.13 pentru puntea semicomandată bifazică şi figura 6.14, pentru puntea semicomandată trifazică.

Structura armonică a curentului de intrare în convertor se poate determina în ipoteza neglijării suprapunerii conducţiei şi a unui curent



de sarcină fără pulsații, din bilanțul de puteri active ale convertorului ideal (fără pierderi). Componenta fundamentală este

$$I_1 = \frac{2}{m} I_d \frac{V_d}{V}. \tag{6.43}$$

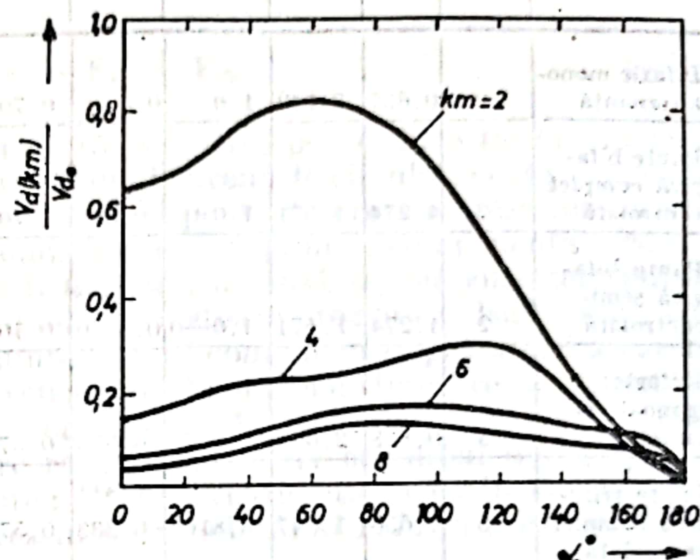


Fig. 6.13. Dependența amplitudinii primelor armonice ale tensiunii pe sarcină de unghiul de comandă, la puntea bifazică semicomandată.

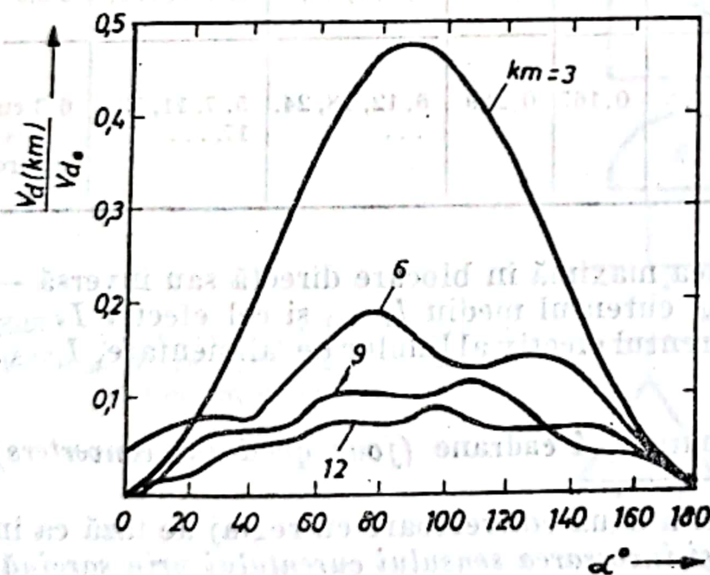


Fig. 6.14. Dependența amplitudinii primelor armonice ale tensiunii pe sarcină de unghiul de comandă, la puntea trifazică semicomandată.

Dintre componentele superioare, există doar cele avînd rangul adiacent celui al componentelor tensiunii pe sarcină, iar amplitudinile acestora sînt egale cu amplitudinea fundamentalei divizată prin rangul k:

$$I_k = \frac{I_1}{k}. \tag{6.44}$$

Principalele caracteristici ale convertoarelor cu reglaj de fază sînt prezentate în tabelul 6.2. Sînt evidențiate mărimile care condiționează

Tabelul 6.2

Principalele caracteristici ale convertoarelor cu reglaj de fază.

Circuitul	Numărul de pulsuri	$\frac{V_{d0}}{V}$	$\frac{V_{(Th)M}}{V_{d0}}$	$\frac{I_{(RMS)}}{I_d}$	$\frac{I_{FAV}}{I_d}$	$\frac{I_{F(RMS)}}{I_d}$	Rangul armonicelor existente în: tensiunea pe sarcină	curentul de intrare	Figura
Bifazic monoalternanță	2	0,637	3,142	1,0	0,5	0,707	2, 4, 6, 8, ...	3, 5, 7, 9, ...	6.8.*a*
Punte bifazică complet controlată	2	1,274	1,571	1,0	0,5	0,707	2, 4, 6, 8, ...	3, 5, 7, 9, ...	6.8.*b*
Punte bifazică semicontrolată	2	1,274	1,571	1,0÷0	0,5÷0	0,707	2, 4, 6, 8, ..	3, 5, 7, 9, ..	6.8.*d*
Trifazic monoalternanță	3	0,828	2,095	0,577	0,333	0,577	3, 6, 9, 12,	2, 4, 5, 7, 8,	6.9*a*
Punte trifazică complet controlată	6	1,656	1,047	0,816	0,333	0,577	6, 12, 18, 24, ...	5, 7, 11, 13, 17, ...	6.9.*b*
Punte trifazică semicontrolată	3	1,656	1,047	0,816 ÷0	0,333	0,577	3, 6, 9, 12, ...	2, 4, 5, 7, 8, ...	6.9.*c*
2×trifazic cu bobină de absorbție	6	0,828	2,095	0,408	0,167	0,289	6, 12, 18, 24, ...	5, 7, 11, 13, 17, ...	6.3 cu tiristoare

alegerea tiristoarelor : tensiunea maximă în blocare directă sau inversă — notată cu simbolul unic $V_{(Th)M}$, curentul mediu $I_{F(AV)}$ și cel efectiv $I_{F(RMS)}$, prin tiristor și de asemenea, curentul efectiv al liniilor de alimentare, $I_{(RMS)}$.

6.2.3. Convertoare cu funcționare în 4 cadrane (*four quadrant converters*)

Prin conectarea în paralel a două convertoare cu reglaj de fază ca în figura 6.15, se poate asigura și *inversarea sensului curentului prin sarcină.*

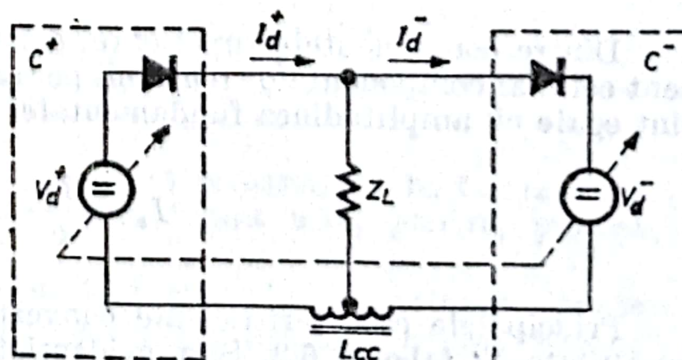


Fig. 6.15. Structura convertorului cu funcționare în 4 cadrane.

Convertoarele notate cu C^+ și C^- sînt identice iar simbolurile de diodă sînt folosite doar pentru a indica sensul obligat al curentului fiecăruia. La o funcționare corectă, $V_d^+ = -V_d^-$ ceea ce conduce la condiția de comandă

$$\alpha^+ = \pi - \alpha^- \tag{6.45}$$

și la cea de simetrie

$$V_{d0}^+ = -V_{d0}^- = V_{d0}. \tag{6.46}$$

Neîndeplinirea condițiilor (6.45) și (6.46) poate duce fie la blocarea ambelor convertoare fie la apariția unui curent de circulație care se închide nemijlocit prin cele două convertoare și poate determina creșterea puterii de pierderi. Dacă cele două condiții sînt îndeplinite, componenta medie a curentului de circulație poate fi anulată, nu însă și componentele pulsatorii deoarece tensiunile celor două convertoare prezintă pulsații ce nu sînt totdeauna în fază. Limitarea amplitudinii componentei pulsatorii a curentului de circulație se poate face cu ajutorul bobinei de limitare L_{cc}. Curentul de circulație poate fi anulat complet dacă impulsurile de comandă se aplică doar convertorului care realizează efectiv schimbul de energie în condițiile de funcționare dorite: C^+ pentru funcționarea în cadranele *I* și *IV* și C^- pentru funcționarea în cadranele *II* și *III*. În acest scop este

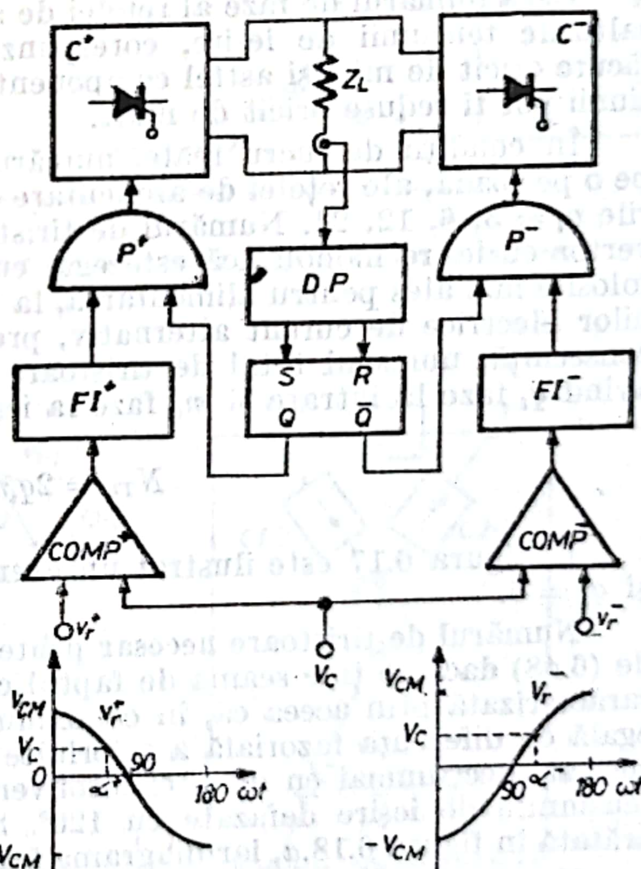


Fig. 6.16. Circuit de comandă pentru funcționarea convertorului în 4 cadrane fără curent de circulație.

necesară decelarea sensului curentului prin sarcină și selectarea corespunzătoare a convertorului ce urmează a primi impulsuri de comandă.

Schema bloc a circuitului de selecție și comandă este ilustrată în figura 6.16. Tensiunile de referință v_r^+ și v_r^- sînt cosinusoidale defazate

între ele cu 180°, pentru a asigura atît îndeplinirea condiției (6.45) cît și liniarizarea caracteristicii de reglaj întrucît tensiunea continuă pe sarcină devine în acest fel direct proporțională cu tensiunea de comandă V_c.

În schema bloc prezentată, detectorul de polaritate *DP* și bistabilul ce îi urmează sînt unice, în schimb celelalte blocuri (comparatoarele, *COMP*, formatoarele de impulsuri *FI* și porțile *P*) sînt în număr egal cu numărul de tiristoare din fiecare convertor, deoarece cosinusoidele de referință trebuie astfel fazate încît maximul fiecăreia să corespundă cu momentul comutației naturale a tiristorului pe care îl comandă.

6.2.4. Cicloconvertoare cu modulație de fază *(phase modulated cycloconverters)*

Convertorul cu funcționare în 4 cadrane poate deveni un *convertor direct de frecvență* dacă tensiunea de comandă în schema din figura 6.16 capătă o variație sinusoidală cu frecvența de ieșire ω_m:

$$v_c = V_{cM} \sin \omega_m t, \tag{6.47}$$

cu respectarea condițiilor $V_{cM} < V_r$ și $\omega_m < \omega$.

Dacă numărul de faze al rețelei de alimentare este suficient de mare, salturile tensiunii de ieșire, corespunzătoare fiecărei comutații, pot fi făcute oricît de mici și astfel componentele cu frecvențe nedorite ale tensiunii pot fi reduse oricît de mult.

În condiții de lucru reale, numărul de faze, respectiv de impusuri pe o perioadă, ale rețelei de alimentare este limitat, de regulă avînd valorile $q_i = 3$, 6, 12, 24. Numărul de tiristoare din structura unui cicloconvertor cu ieșire monofazică este egal cu $2q_i$. Cicloconvertoarele sînt însă folosite mai ales pentru alimentarea, la turație și putere reglabile, a mașinilor electrice de curent alternativ, prevăzute cu înfășurări trifazice. În consecință, numărul total de tiristoare N_{Th} necesar unui cicloconvertor avînd q_i faze la intrare și m_0 faze la ieșire este

$$N_{Th} = 2q_i m_0 \tag{6.48}$$

În figura 6.17 este ilustrat un exemplu de cicloconvertor cu $m_0 = 3$ și $q_i = 6$.

Numărul de tiristoare necesar poate fi redus la 2/3 din valoarea dată de (6.48) dacă se ține seama de faptul că o rețea trifazică simetrică este caracterizată prin aceea că, în conexiunea triunghi, fiecare tensiune este egală cu diferența fazorială a celorlalte două; consumatorul poate fi alimentat deci numai cu două cicloconvertoare cu ieșire monofazică avînd tensiunile de ieșire defazate cu 120°. Schema bloc a ansamblului este arătată în figura 6.18.*a*, iar diagrama fazorială în figura 6.18.*b*.

Numărul de tiristoare poate fi în continuare redus pînă la jumătate din valoarea dată de (6.48), dacă în fiecare ramură a ansamblului se folosește doar cîte un convertor cu funcționare în două cadrane. Sistemul se prezintă ca o conexiune în inel, putînd asigura condițiile de simetrie ale tensiunilor pe sarcină (figura 6.18.*c*).

Cicloconvertoarele cu modulaţie de fază sînt sisteme *reversibile* aşa că puterea poate circula în ambele sensuri, cu condiţia ca la poarta de intrare să existe mereu tensiunea reţelei, pentru a asigura comutarea naturală a tiristoarelor.

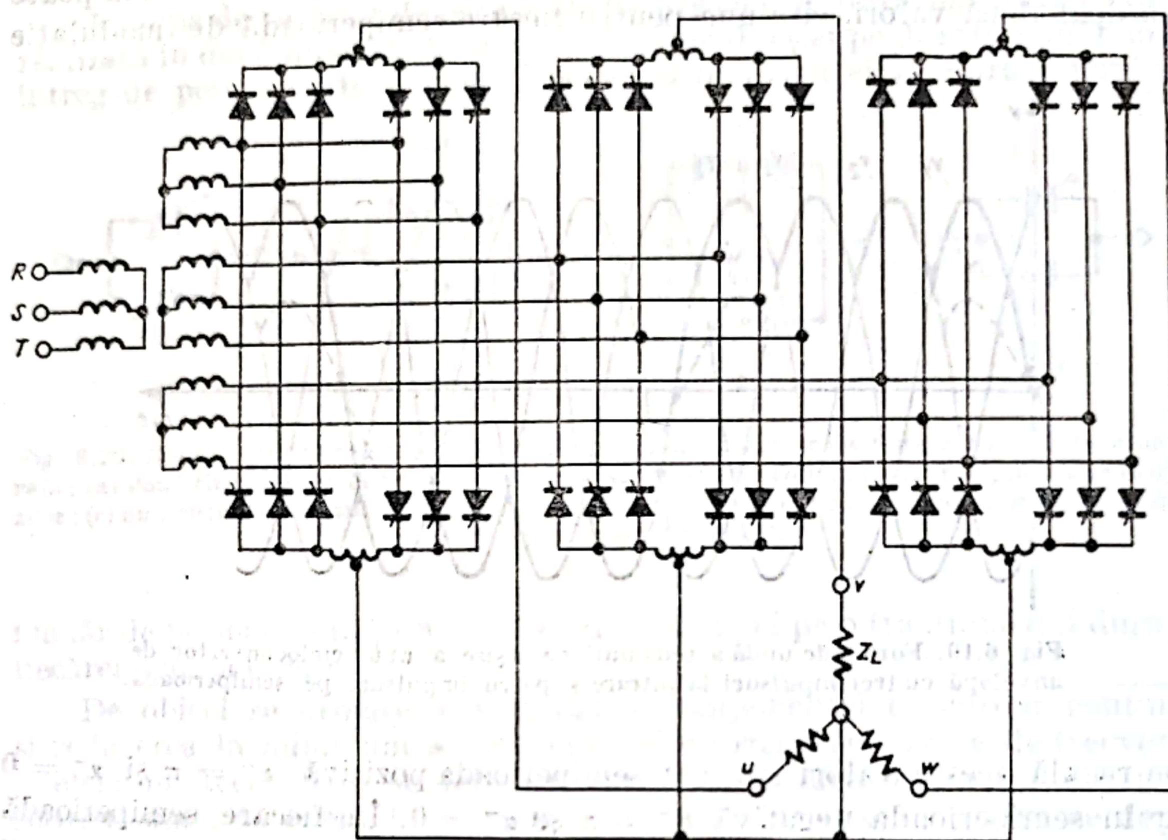


Fig. 6.17. Schema unui cicloconvertor cu ieşire trifazică şi 6 pulsuri la intrare.

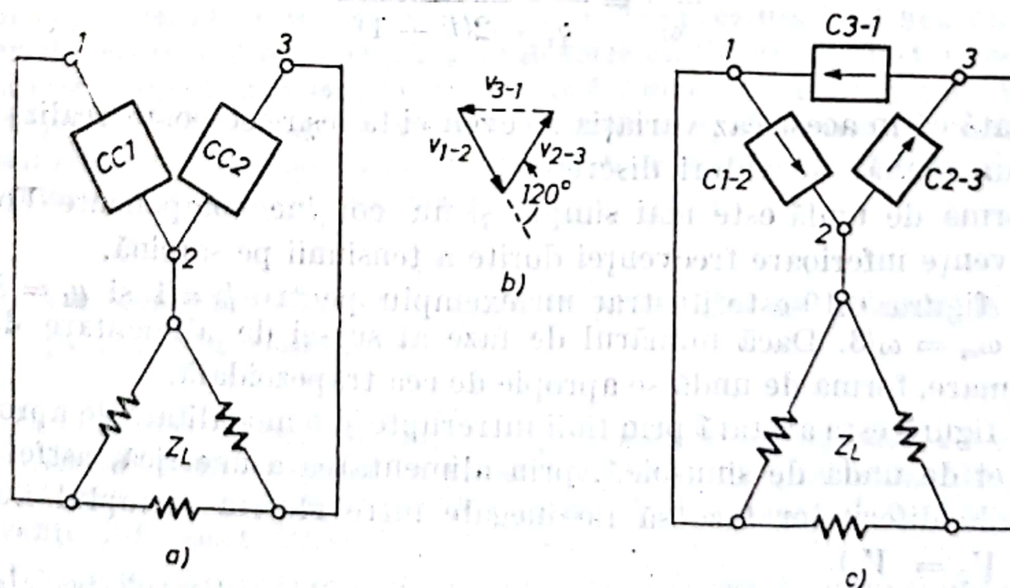


Fig. 6.18. Cicloconvertoare cu număr redus de tiristoare: (*a*) conexiune „în triunghi deschis"; (*b*) diagrama fazorială a schemei (*a*); (*c*) conexiune „în inel" cu convertoare în două cadrane.

6.2.5. Cicloconvertoare cu deplasare de fază *(phase-shift* sau *envelope cycloconverters)*

La această categorie de cicloconvertoare, unghiul de comandă poate lua doar două valori, cite una pentru fiecare semiperioadă de modulaţie

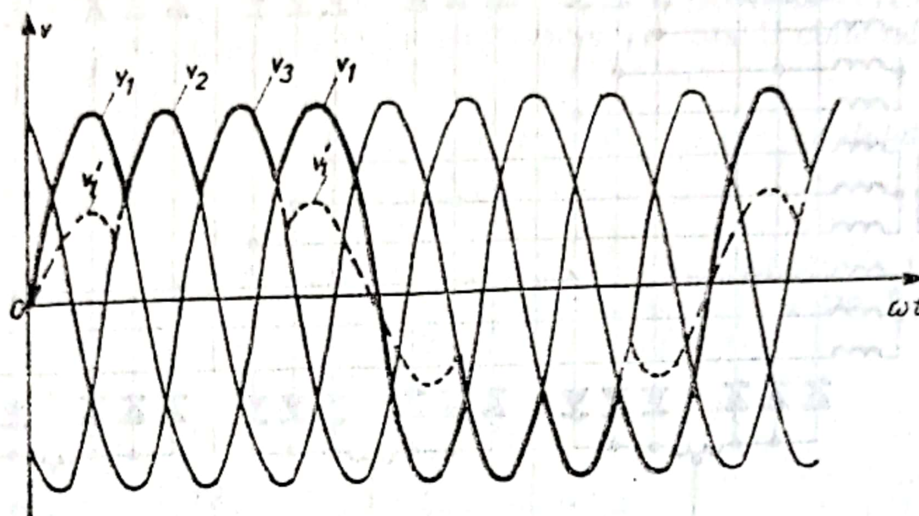


Fig. 6.19. Forma de undă a tensiunii de ieşire a unui cicloconvertor de anvelopă cu trei impulsuri la intrare şi patru impulsuri pe semiperioadă.

De regulă aceste valori sînt: în semiperioada pozitivă $\alpha^+ = \pi$ şi $\alpha^- = 0$ iar în semiperioada negativă $\alpha^+ = \pi$ şi $\alpha^- = 0$. În fiecare semiperioadă de modulaţie trebuie cuprins un număr întreg k de pulsuri ale tensiunii pe sarcină, ceea ce conduce la condiţia

$$\frac{\omega_m}{\omega} = \frac{q_i}{q_i + 2(k+1)} \tag{6.49}$$

care arată că în acest caz variaţia frecvenţei la ieşire se poate realiza doar printr-un număr de valori discrete.

Forma de undă este mai simplă şi nu conţine componente Fourier de frecvenţe inferioare frecvenţei dorite a tensiunii pe sarcină.

În figura 6.19 este ilustrat un exemplu pentru $k = 4$ şi $q_i = 3$ respectiv $\omega_m = \omega/3$. Dacă numărul de faze al sursei de alimentare devine foarte mare, forma de undă se apropie de cea trapezoidală.

În figură este arătată prin linii întrerupte şi o modalitate de apropiere a formei de undă de sinusoidă, prin alimentarea asimetrică, astfel încît tensiunile diferitelor faze să fie inegale între ele (în exemplul ilustrat $2V_1' = V_2 = V_3$).

Utilizarea acestor circuite este restrînsă la aplicaţii speciale, de exemplu pentru obţinerea frecvenţei de 16 2/3 Hz folosită în sistemul căilor ferate.

6.3. Variatoare de putere cu comutație naturală *(AC controllers)* [4, 7]

Funcția de variator de putere în circuite cu comutație naturală poate fi realizată în două moduri: prin admiterea conducției pe durata unui număr întreg de perioade ale tensiunii rețelei și blocarea ei pe durata unui alt

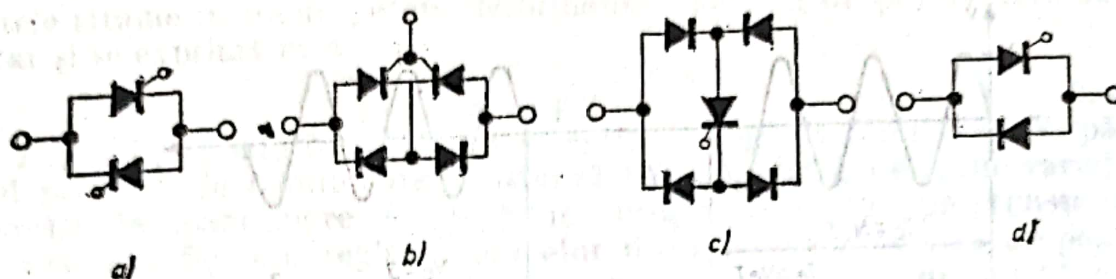


Fig. 6.20. Contactoare electronice pentru realizarea variatoarelor de putere cu comutație naturală: (*a*) două tiristoare în antiparalel; (*b*) două tiristoare cu conducție inversă, înseriate în opoziție; (*c*) un tiristor în diagonala unei punți de diode; (*d*) tiristor cu conducție inversă (numai pentru variatoare trifazice).

număr de perioade sau prin admiterea conducției pe o fracțiune din durata, fiecărei semiperioade.

De obicei se urmărește eliminarea componentei de curent continuu și reducerea la minimum a componentelor armonice străine de frecvența rețelei; în acest scop se folosesc contactoare electronice cu *conducție bidirecțională*, de exemplu triacuri. Pentru reglarea unor puteri ce depășesc domeniul acoperit de triacurile uzuale, se realizează contactoare cu tiristoare sau cu tiristoare și diode, ale căror scheme sînt exemplificate în figura 6.20. Oricare din primele trei variante, este echivalentă unui triac. Varianta (*a*) necesită două canale de comandă, izolate galvanic, pentru cele două sensuri de conducție. Variantele (*b*) și (*c*) pot fi comandate printr-un singur canal cu impulsuri unipolare. Ele prezintă însă neajunsul unor căderi de tensiune directe mai mari: în serie cu tiristorul aflat în conducție se găsește o diodă în varianta (*b*) și două diode în varianta (*c*). Varianta (*d*) se poate utiliza doar în variatoare trifazice, deoarece în variatoarele monofazice introduce o componentă medie de curent și nu permite reglarea puterii pînă la anularea acesteia.

6.3.1. Variatoare monofazice cu reglarea numărului de perioade de conducție *(integral cycle control)*

În circuitele monofazice, reglarea prin număr de perioade de conducție se utilizează pentru sarcini puternic inerțiale, în particular în sisteme de încălzire cu rezistențe, deoarece procedeul generează componente cu frecvențe inferioare frecvenței rețelei.

Contactorul este comandat în conducție pe durata unui număr întreg, variabil, N_c, de perioade ale rețelei după care este blocat, procesul repetîndu-se la intervale egale cu N_e perioade. Raportul de conducție este numărul rațional $K = N_c/N_e$ (vezi figura 6.21.*a*).

Componentele Fourier ale tensiunii pe sarcină sînt exprimate ca multipli ai frecvenței de eșantionare $\omega_e = \omega / N_e$

$$\left.\begin{aligned} V_n &= \frac{2\pi}{V} \frac{N_e}{N_e^2 - n^2} \sin(\pi k n) \qquad & n \neq N \\ V_n &= KV \qquad & n = N_e \end{aligned}\right\} \tag{6.50}$$

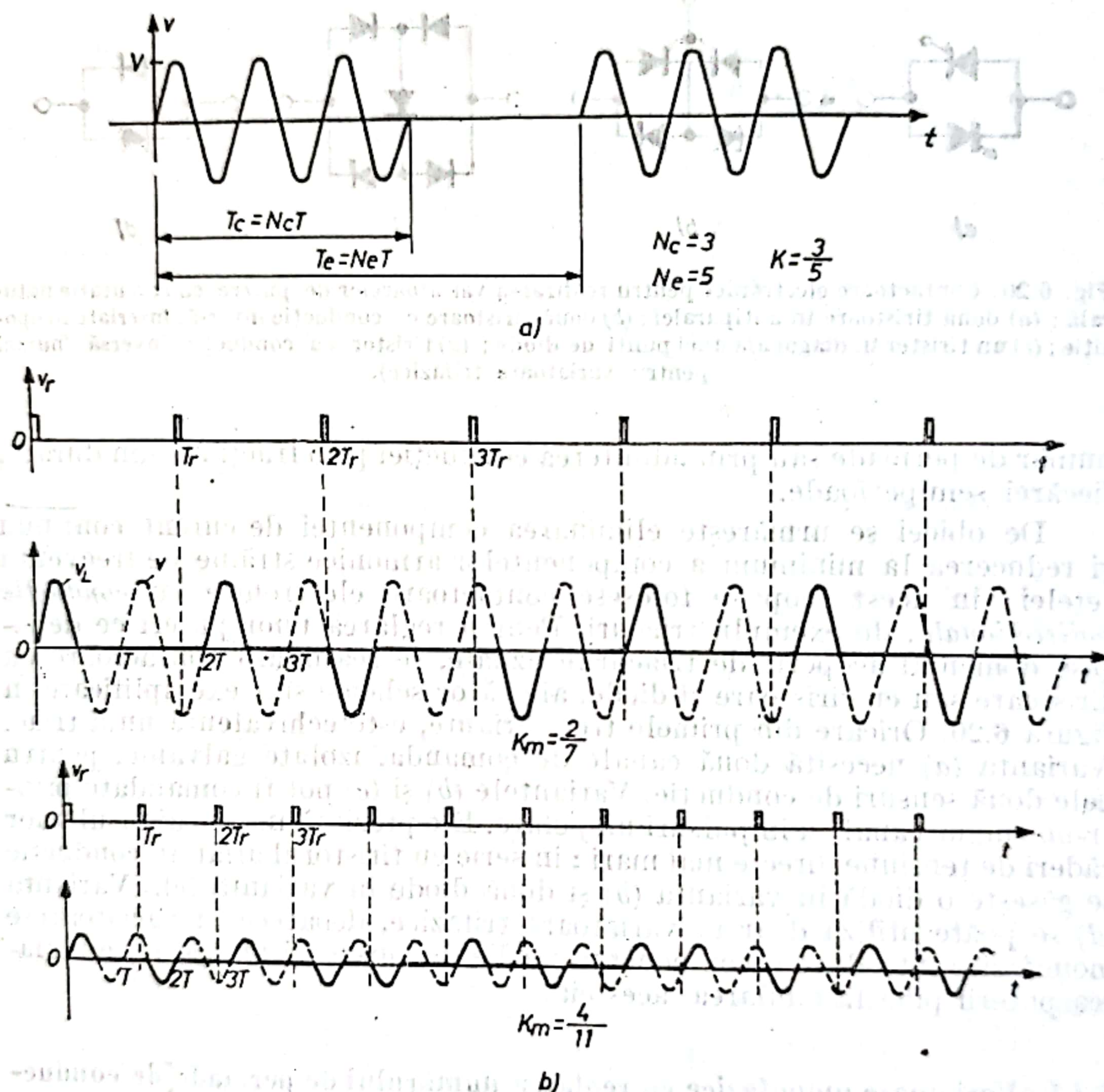


Fig. 6.21. Forma de undă pentru ilustrarea reglării prin număr de perioade (sau semiperioade) de conducție: (*a*) reglaj prin număr de perioade de conducție, grupate; (*b*) reglaj prin număr de semiperioade de conducție distribuite cît mai uniform în timp (sînt exemplificate cazurile $K_m = 2/7$ și $K_m = 4/11$).

Valoarea efectivă a tensiunii pe sarcină este

$$V^2_{L(RMS)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V^2 \sin^2(N_e \omega_e t) \mathrm{d}(\omega_e t) = \frac{V^2}{2} K, \tag{6.51}$$

iar puterea absorbită de o sarcină rezistivă este

$$P = \frac{V^2_{L(RMS)}}{R} = \frac{V^2}{2R} K = KP_M, \tag{6.52}$$

care arată o *dependență liniară de raportul de conducție*. Deoarece componentele străine introduc putere deformantă, factorul de putere este subunitar și se exprimă prin

$$\lambda = \sqrt{K} \tag{6.53}$$

Reglajul se poate face fie prin variația duratei de conducție N_c păstrînd perioada de eșantionare constantă (N_e = const.), fie prin variația perioadei de eșantionare N_e păstrînd durata de conducție constantă (N_c = const.), fie prin reglarea ambelor durate astfel încît să se poată obține orice valoare a raportului de conducție. În acest din urmă caz optimizarea reglajului se poate obține prin căutarea celei mai apropiate fracții ireductibile care aproximează cu o precizie dată, valoarea dorită a lui K.

Generarea semnalelor de comandă în poartă se poate realiza prin circuite electronice discrete sau cu ajutorul unor circuite integrate specializate (vezi capitolul 8 din această carte).

Dacă *sarcina are caracter inductiv*, comandarea în conducție a contactorului la trecerea prin zero a tensiunii determină un proces tranzitoriu a cărui consecință poate fi creșterea apreciabilă a amplitudinii primei semiperioade de curent. De asemenea, încetarea conducției are loc cu o întîrziere față de ultima trecere prin zero a tensiunii, ceea ce modifică valoarea reală a raportului de conducție. Eliminarea acestor efecte se poate face prin aplicarea comenzii cu o întîrziere de fază egală cu unghiul de fază al sarcinii.

Pentru *obținerea mai multor pași de cuantizare în fiecare eșantion*, se poate regla, în locul numărului de perioade întregi de conducție, numărul de semiperioade. În acest caz, dacă numărul de semiperioade de conducție este impar, apare o componentă medie de curent. Aceasta poate fi eliminată dacă perioada de eșantionare conține un număr impar de perioade de rețea.

Amplitudinea componentelor cu frecvență inferioară frecvenței rețelei poate fi redusă dacă, în loc de a comanda perioadele de conducție grupat, ca în figura 6.21.*a*, ele se repartizează pe cît posibil mai uniform în perioada de eșantionare. Repartiția optimă se obține dacă se precizează frecvența medie de repetiție a semiperioadelor de conducție f prin generarea unor impulsuri de referință cu această frecvență și se realizează comanda amorsării contactorului în semiperioada imediat următoare apariției unui impuls de referință. În acest caz, raportul mediu de conducție se definește prin expresia

$$K_m = \frac{f_r}{2f} \tag{6.54}$$

și, prin reglarea continuă a mărimii $f_r < 2f$, K_m poate căpăta orice valoare între 0 și 1, astfel că puterea poate fi reglată în mod continuu (vezi figura 6.21.*b*).

6.3.2. Variatoare monofazice cu reglaj de fază

Forma cea mai simplă a variatorului monofazic o reprezintă un contactor bidirecţional complet comandat, ca în figura 6.20.*a*, *b* sau *c*, conectat în serie între sursă şi sarcină ca în figura 6.22.*a*.

Contactorul bidirecţional poate fi considerat ca un ansamblu de două redresoare monofazice, unul pozitiv şi altul negativ (vezi figura 6.22.*a*),

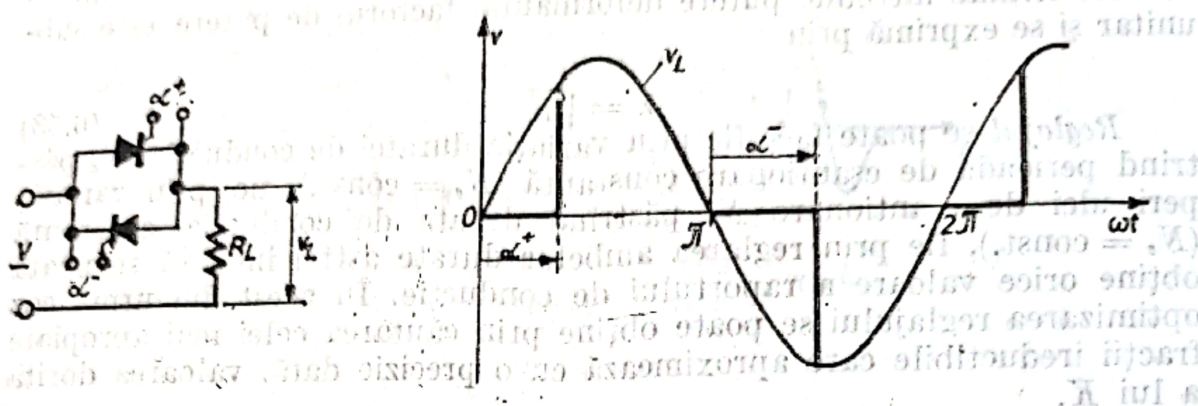


Fig. 6.22. Variator de putere monofazic, cu reglaj de fază şi sarcină rezistivă : (*a*) schema de referinţă ; (*b*) forma de undă a tensiunii pe sarcină.

debitînd în paralel pe aceeaşi sarcină. În funcţie de valorile unghiurilor de comandă α^+ şi α^-, componenta medie poate avea un sens sau altul (vezi figura 6.22.*b*). Anularea componentei medii se obţine, evident, pentru $\alpha^+ = \alpha^- = \alpha$, condiţie considerată ca necesară la toate variatoarele de putere în reţele de curent alternativ.

Schema de referinţă şi forma de undă a tensiunii pe *sarcină rezistivă* sînt arătate în figura 6.22. Valoarea efectivă a tensiunii se exprimă, pentru unghiuri de comandă egale, prin

$$V_{L(RMS)} = \left[\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V^2 \sin^2(\omega t)\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{V}{\sqrt{2}}\left[\frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}\right]^{1/2}. \tag{6.55}$$

Factorul de putere este dat de expresia

$$\lambda = \left[\frac{\pi - \alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha}{\pi}\right]^{1/2}, \tag{6.56}$$

iar puterea absorbită în sarcină este exprimată, în raport cu puterea maximă, prin

$$P(\alpha) = P(0)\lambda^2. \tag{6.57}$$

Forma de undă a tensiunii nu conţine decît componenta de frecvenţa reţelei şi multiplele impare ale acesteia. Dependenţa amplitudinii cîtorva

componente armonice și a factorului λ în funcție de unghiul de comandă α este arătată în figura 6.23.

Dacă *sarcina are caracter inductiv* ($Z_L = R_L + j\omega L_L, \operatorname{tg} \psi_L = \omega L_L/R_L$) pentru $\alpha > \psi_L$ curentul se anulează la o fază $\beta > \pi$ iar valoarea efectivă a acestuia se exprimă prin

$$I_{(RMS)} = \frac{V}{\sqrt{2}|Z_L|}\left[\frac{\beta-\alpha}{\pi} - \frac{\sin(\beta-\alpha)}{\pi\cos\psi_L}\cos(\alpha+\beta+\psi_L)\right]^{1/2} = \tag{6.58}$$

$$= \frac{V}{\sqrt{2}|Z_L|}\mu(\alpha,\ \beta,\ \psi_L).$$

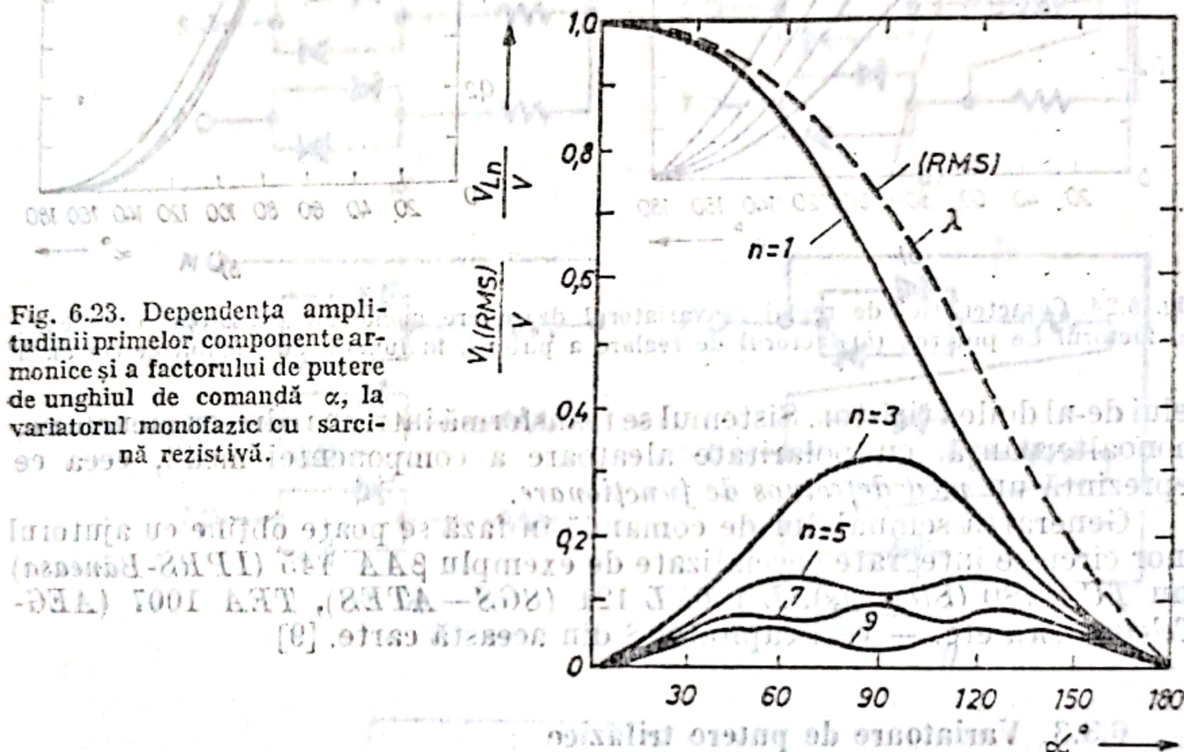


Fig. 6.23. Dependența amplitudinii primelor componente armonice și a factorului de putere de unghiul de comandă α, la variatorul monofazic cu sarcină rezistivă.

Factorul de putere este

$$\lambda = \mu\cos\psi_L. \tag{6.59}$$

Pentru $\alpha \leqslant \psi_L$, ar rezulta că $\beta > \alpha + \pi$, ceea ce indică o continuitate a condiției curentului de sarcină, care devine sinusoidal iar amplitudinea sa este maximă și independentă de α, egală cu $V/|Z_L|$, iar $\mu = 1$.

Deci, puterea nu poate fi reglată decît în domeniul de unghiuri de comandă $\psi \lhd \alpha \leqslant \pi$ iar dependența acesteia de α este exprimată implicit prin μ:

$$P(\alpha) = P(\psi_L)\mu^2 \tag{6.60}$$

Dependența factorului de putere de unghiul de comandă este reprezentată în figura 6.24.*a* iar a factorului de reglaj μ^2, în figura 6.24.*b*.

Comanda tiristoarelor trebuie realizată cu impulsuri de durată suficient de lungă, de regulă pînă la sfîrșitul semiperioadei în care trebuie să

opereze deoarece, *dacă impulsurile de comandă sînt scurte iar* $\alpha < \psi_L$, *primul tiristor care este amorsat își prelungește conducția și după dispariția impulsului de comandă pentru sensul opus*, ceea ce împiedică amorsarea

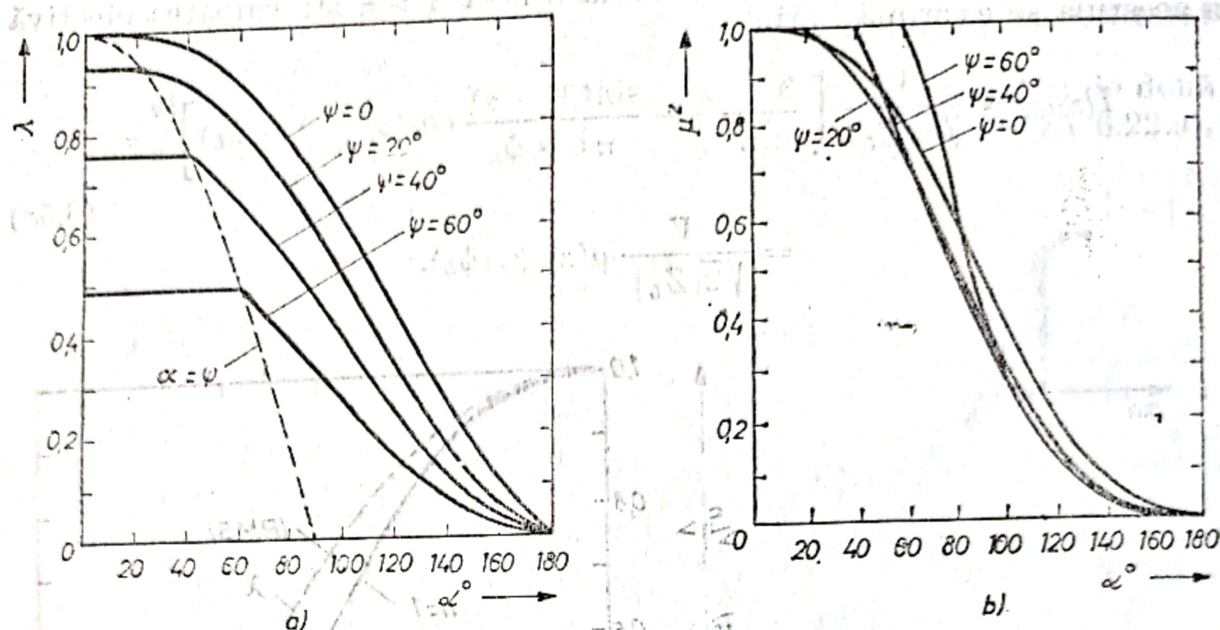


Fig. 6.24. Caracteristici de reglaj la variatorul de putere monofazic cu sarcină complexă: (*a*) factorul de putere; (*b*) factorul de reglare a puterii, în funcție de unghiul de comandă

celui de-al doilea tiristor. Sistemul se transformă într-un redresor monofazic, monoalternanță, cu polaritate aleatoare a componentei medii, ceea ce reprezintă un *mod defectuos de funcționare.*

Generarea semnalelor de comandă în fază se poate obține cu ajutorul unor circuite integrate specializate de exemplu β*AA* 145 (*IPRS-Băneasa*) sau *TCA* 780 (*Siemens*), *L* 120, *L* 121 (*SGS—ATES*), *TEA* 1007 (*AEG-Telefunken*), etc. — vezi capitolul 8 din această carte. [9]

6.3.3. Variatoare de putere trifazice

Pentru a regla puterea într-o sarcină trifazică sînt necesare 3 contactoare monofazice care pot fi conectate în diferite moduri.

În figura 6.25 sînt ilustrate conexiunile tipice. Schemele (*a*) și (*b*) sînt realizate cu contactoare bidirecționale complet comandate iar (*c*) și (*d*) cu contactoare unidirecționale cu conducție inversă, conectate în serie cu sarcina. Schemele (*a*) și (*c*), diferă de (*b*) și (*d*) prin modul de conexiune a sarcinii. Schemele (*e*) și (*f*) sînt echivalente cu cîte 3 variatoare monofazice, alimentînd fiecare din cele 3 impedanțe de sarcină de la tensiunile dintre faze și nul, respectiv de la tensiunile dintre faze. Schemele (*g*) și (*h*) realizează conectarea în stea a sarcinii prin cîte un triunghi de contactoare, bidirecționale în (*g*), respectiv unidirecționale cu blocare inversă în (*h*).

Toate conexiunile ilustrate în figura 6.25 pot fi folosite atît la reglarea prin număr de perioade de conducție cît și la reglarea prin fază.

Cele mai des folosite sînt conexiunile (*a*)...(*d*), pentru care se va examina mai detaliat funcționarea cu reglaj de fază.

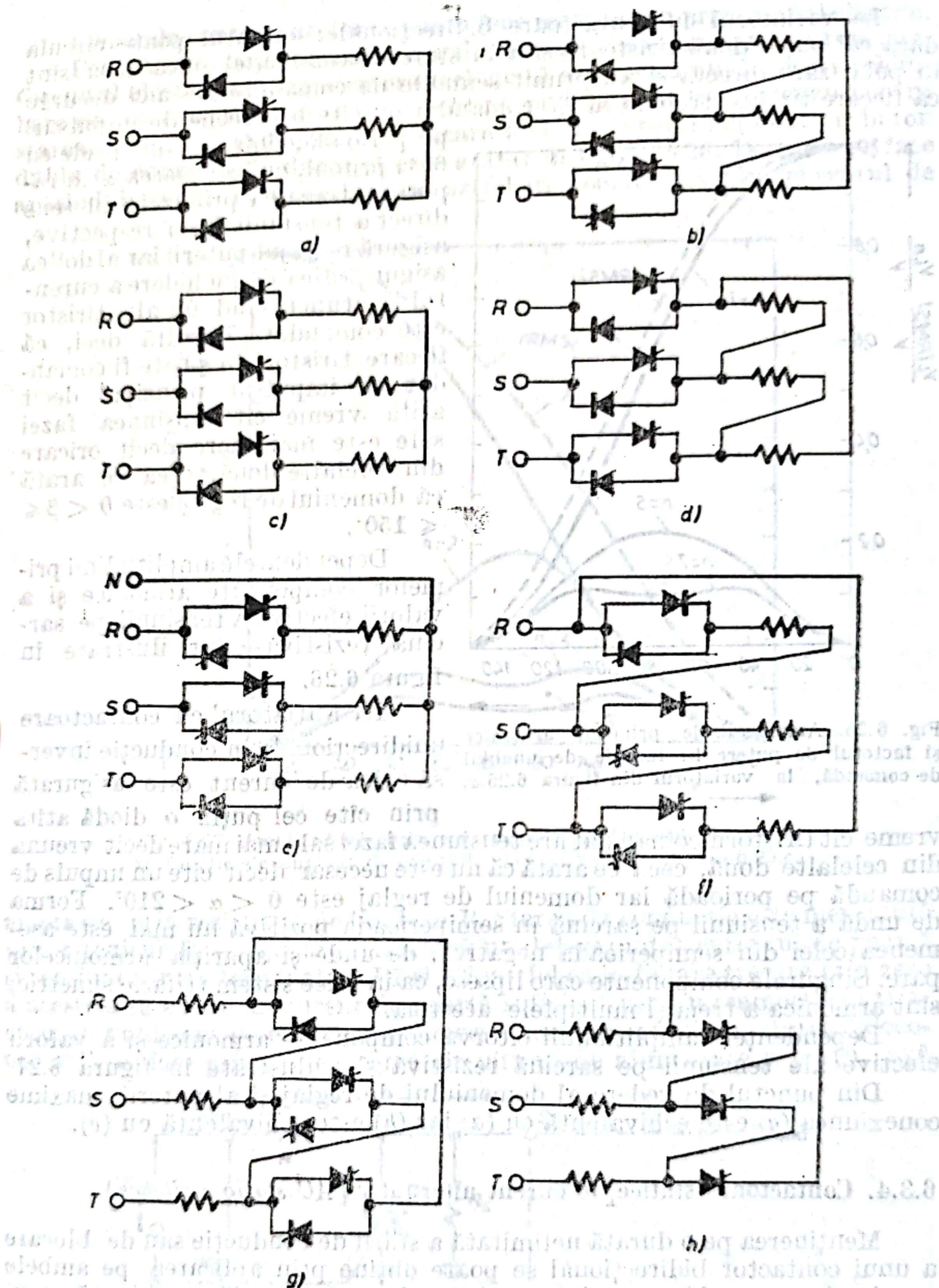


Fig. 6.25. Circuite tipice de variator de putere trifazic: (*a*) contactoare complet comandate, conectate în linie cu sarcina în stea și (*b*) cu sarcina în triunghi; (*c*) contactoare semicomandate cu sarcina în stea și (d) cu sarcina în triunghi; (*e*) contactoare complet comandate în linie, sarcina în stea cu conductor neutru activ; (*f*) contactoare complet comandate conectate în laturile triunghiului sarcinii; (*g*) cu triunghi de contactoare complet comandate în nodul sarcinii; (*h*) cu triunghi de contactoare cu blocare inversă în nodul sarcinii.

La variatorul cu contactoare bidirecţionale, curentul poate circula dacă cel puţin două tiristoare sînt în stare de conducţie, adică dacă sînt în polarizare directă şi au primit semnale de comandă. De aici decurge că fiecare tiristor trebuie să fie comandat cu cîte o pereche de impulsuri pe perioadă, defazate între ele cu 60° : primul, cu întîrzierea α în raport cu trecerea prin zero în sens direct a tensiunii fazei respective, asigură reglajul puterii iar al doilea asigură calea de închidere a curentului atunci cînd un alt tiristor este comandat. Rezultă deci, că fiecare tiristor nu poate fi comandat cu impulsul principal decît atîta vreme cît tensiunea fazei sale este mai mare decît oricare din celelalte două, ceea ce arată că domeniul de reglaj este $0 < \beta \leqslant \leqslant 150°$.

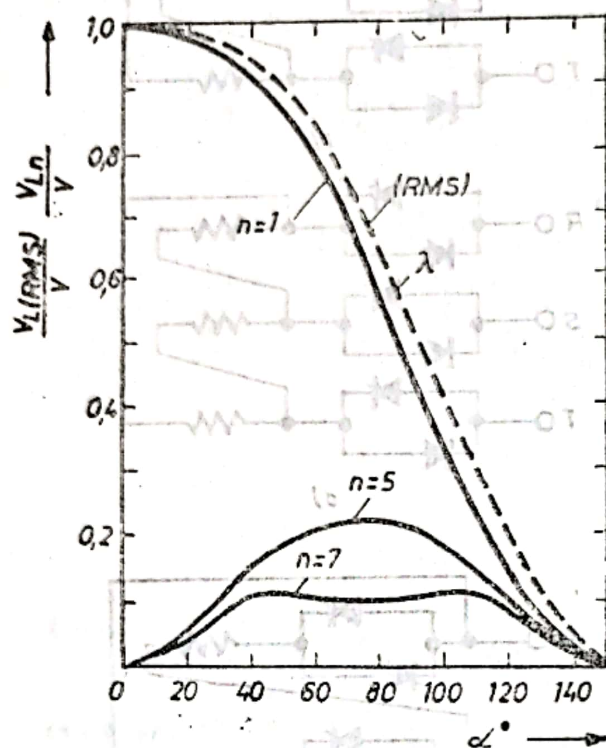


Fig. 6.26. Amplitudinile primelor armonice şi factorul de putere în funcţie de unghiul de comandă, la variatorul din figura 6.25.*a*.

Dependenţele amplitudinii primelor componente armonice şi a valorii efective a tensiunii pe sarcină rezistivă sînt ilustrate în figura 6.26.

La variatorul cu contactoare unidirecţionale în conducţie inversă calea de curent este asigurată prin cîte cel puţin o diodă atîta vreme cît tiristorulcoman dat are tensiunea fazei sale mai mare decît vreuna din celelalte două, ceea ce arată că nu este necesar decît cîte un impuls de comandă pe perioadă iar domeniul de reglaj este $0 < \alpha < 210°$. Forma de undă a tensiunii pe sarcină în semiperioada pozitivă nu mai este asemenea celei din semiperioada negativă, de unde şi apariţia armonicelor pare. Singurele componente care lipsesc, ca în orice sistem trifazic simetric, sînt armonica a treia şi multiplele acesteia.

Dependenţele amplitudinii cîtorva componente armonice şi a valorii efective ale tensiunii pe sarcină rezistivă sînt ilustrate în figura 6.27.

Din punctul de vedere al domeniului de reglaj şi al puterii maxime conexiunea (*g*) este echivalentă cu (*a*) iar (*h*) este echivalentă cu (*c*).

6.3.4. Contactoare statice de curent alternativ (*AC static switches*)

Menţinerea pe o durată nelimitată a stării de conducţie sau de blocare a unui contactor bidirecţional se poate obţine prin aplicarea pe ambele canale de comandă a unui semnal continuu (comandă menţinută sau, pentru reducerea pierderilor în circuitele de poartă ale tiristoarelor, a unui tren de impulsuri de frecvenţă relativ ridicată (10 . . .20 kHz), cu durata corespunzătoare celei de menţinere în conducţie a contactorului. Se urmăreşte compatibilizarea contactoarelor statice cu cele electromagnetice, pentru a asigura posibilitatea de înlocuire a celor din urmă fără alte modificări în schema de comandă.

Comanda contactoarelor se poate face manual sau prin semnal electric. Pentru comanda manuală se utilizează de obicei butoane cu revenire. Circuitul electric asociat acestora trebuie să asigure ca după fiecare schimbare de stare, aceasta să se automenţină pînă la apariţia comenzii pentru starea opusă. Un exemplu de realizare a contactorului acţionat cu buton dublu de comandă la distanţă este arătat în figura 6.28. Pornirea se face apăsînd butonul P, injectîndu-se astfel în poarta triacului curentul de

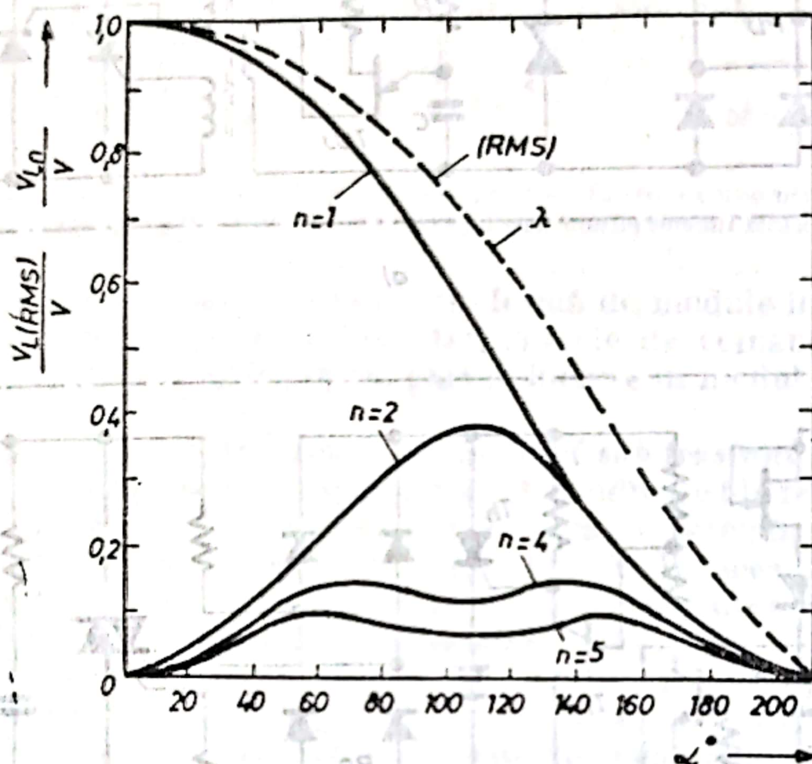


Fig. 6.27. Amplitudinile primelor armonice şi factorul de putere în funcţie de unghiul de comandă, la variatorul din figura 6.25.c.

amorsare prin rezistenţa de limitare R. Starea de conducţie este menţinută prin circuitul $R_1 - L_1$, care realizează un defazaj între curentul de poartă şi tensiunea între terminalele $E1$ şi $E2$, astfel că la fiecare trecere prin zero a acesteia să existe un curent de poartă suficient pentru reamorsarea triacului în noul sens de conducţie. Trecerea contactorului în starea „deconectat" se face prin întreruperea circuitului de alimentare a porţii, apă

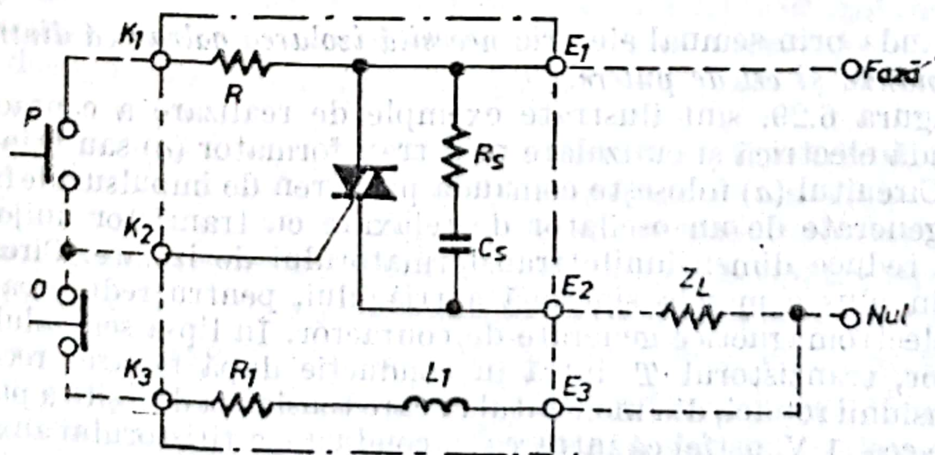
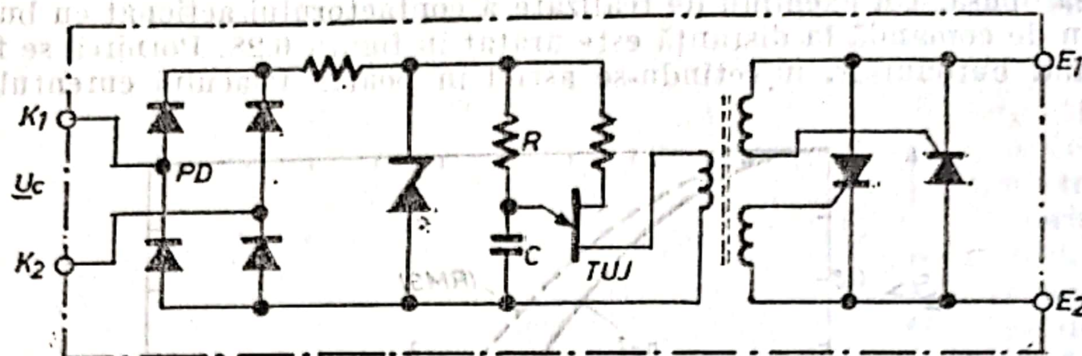


Fig. 6.28. Contactor static de curent alternativ cu comandă manuală.

sînd butonul O. Anularea curentului în consumatorul Z_L, anulează și tensiunea dintre $E2$ și $E3$ astfel că prin revenirea butonului O, circuitul de poartă nu mai este alimentat.



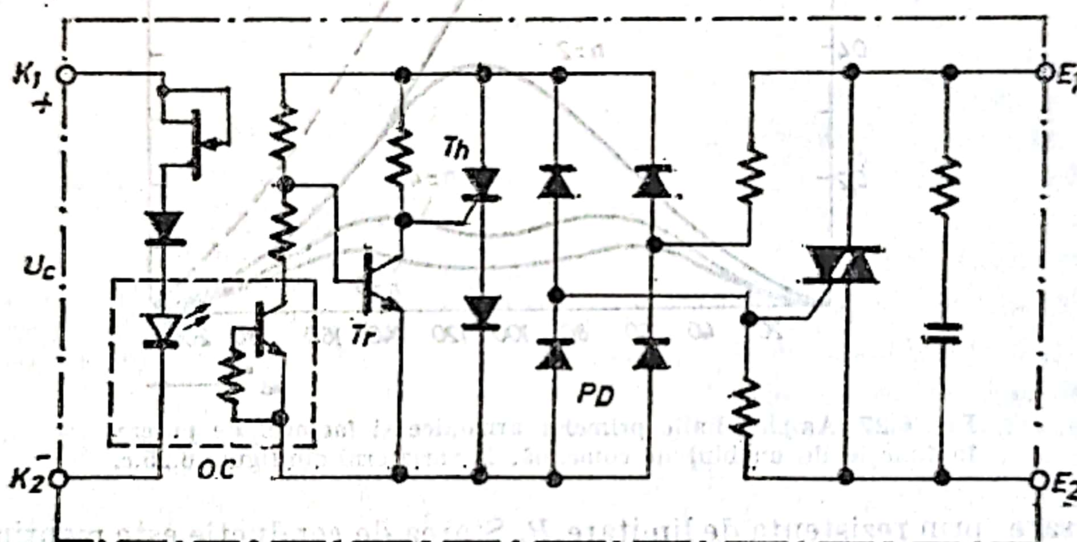


Fig. 6.29. Scheme de contactor static de curent alternativ cu comanda electrică: (*a*) Cu izolare prin transformator; (*b*) Cu izolare prin optocuplor și conectare la trecerea prin zero a tensiunii.

Comanda prin semnal electric *necesită izolarea galvanică dintre circuitul de comandă și cel de putere.*

În figura 6.29, sînt ilustrate exemple de realizare a contactoarelor cu comandă electrică și cu izolare prin transformator (*a*) sau prin optocuplor (*b*). Circuitul (*a*) folosește comanda prin tren de impulsuri de frecvență ridicată generate de un oscilator de relaxare cu tranzistor unijoncțiune, pentru a reduce dimensiunile transformatorului de izolare. Circuitul (*b*) permite în plus comanda sincronă a triacului, pentru reducerea perturbațiilor electromagnetice generate de contactor. În lipsa semnalului de la optocuplor, tranzistorul T intră în conducție după fiecare trecere prin zero a tensiunii rețelei, din momentul în care tensiunea de ieșire a punții PD depășește cca. 1 V, astfel că intrarea în conducție a tiristorului auxiliar Th nu este posibilă. Dacă semnalul de comandă apare prin optocuplor după ce tensiunea la ieșirea punții PD a depășit cca. 5 V, tranzistorul nu mai

poate fi blocat în timpul semiperioadei respective. În semiperioada următoare, el este la început blocat, ceea ce permite, cînd tensiunea ajunge la 4...5 V, să se amorseze tiristorul auxiliar și deci triacul principal. Contactorul rămîne în conducție cît timp există semnalul de comandă V_c. Contac-

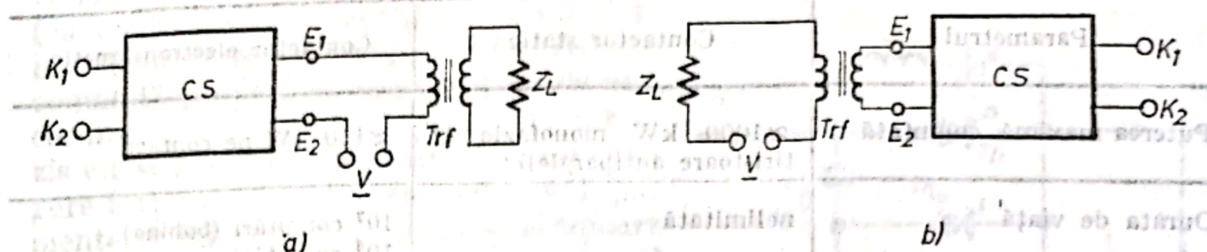


Fig. 6.30. Contactoare statice cuplate prin transformator : (*a*) conexiune pentru separarea sarcinii ; (*b*) conexiune pentru separarea contactorului static.

toarele statice se realizează de obicei sub formă de module încapsulate cu masă plastică, avînd accesibile doar terminalele de comandă K și cele energetice E. În figurile 6.28 și 6.29, părțile incluse în modul au fost încadrate în chenar.

Dacă este necesar *să se comute curenți mari sub tensiuni reduse*, căderea de tensiune pe contactoarele electronice în conducție (de regulă 1...2 V pe dispozitiv) poate fi comparabilă cu tensiunea pe sarcină, ceea ce conduce la o reducere inacceptabilă a randamentului. În acest caz se poate utiliza un transformator de adaptare în circuitul de putere, ca în figur- 6.30. În varianta (*a*), transformatorul trebuie dimensionat pentru puterea nominală a ansamblului. În varianta (*b*), secundarul transformatorului se află fie în gol cînd contactorul static este în starea „deconectat", fie în scurtcircuit, cînd contactorul static este în conducție. Prin alegerea corespunzătoare a raportului de transformare, se poate obține ca tensiunea reflectată în primar în starea de conducție să fie mult mai mică decît tensiunea pe sarcină.

Alegerea contactorului static în locul celui electromagnetic la proiectarea unei instalații noi sau înlocuirea unui tip prin celălalt la modernizarea unei instalații existente va trebui să țină seama de multiple considerente tehnice și economice. Compararea principalelor caracteristici ale celor două tipuri de contactoare, la tensiuni nominale joase ($V_N \leqslant 1000$ V), este rezumată în tabelul 6.3.

Neajunsurile principale ale contactoarelor statice sînt izolarea imperfectă a sarcinii în starea „deconectat" din cauza curentului rezidual și puterea disipată mare în starea „conectat" din cauza căderii de tensiune directe.

Dacă prin specificul exploatării durata medie de lucru în starea deconectat este mult mai mare decît în starea contectat, se poate folosi un întrerupător mecanic (separator) în serie cu contactorul static pentru a elimina curentul rezidual iar dacă durata medie a stării conectat este cea mai lungă se poate folosi un contactor electromagnetic în paralel pe cel static, pentru a reduce căderea de tensiune în conducție. În aceste cazuri, comenzile pe cele două tipuri de contactoare se aplică secvențial astfel ca funcția de conectare și deconectare a curentului să fie îndeplinită de contactorul static în scopul reducerii perturbațiilor și al eliminării

Tabelul 6.3

Caracteristicile principale ale contactoarelor statice și electromagnetice pentru tensiuni nominale pînă la 1000 V.

Parametrul	Contactor static	Contactor electromagnetic
Puterea maximă comutată	≈1000 kW monofazic (2 tiristoare antiparalel)	≈150 kW pe contact
Durata de viață	nelimitată	10^7 comutări (bobina) 10^6 comutări (piese de contact)
Curentul rezidual (în starea „deconectat")	1...10 mA	practic nul
Căderea de tensiune (în starea „conectat")	1...2 V	< 10 mV
Întîrzierea comutării față de semnalul de comandă	— la conectare, 1...5 μs — la deconectare, maximum 1/2 perioadă	— la conectare 10...100 ms — la deconectare 5...50 ms
Comportarea la conectare	— momentul conectării poate fi sincronizat cu trecerea prin zero a tensiunii. — perturbații electromagnetice reduse.	— momentul conectării aleator. — posibil salt de curent. — perturbații electromagnetice la conectare.
Comportarea la deconectare	— deconectarea naturală la trecerea prin zero a curentului (fără producerea arcului electric).	— deconectare prin arc. — uzura pieselor de contact. — perturbații electromagnetice la deconectare.
Cerințe de întreținere	— fără întreținere, la puteri sub 50 kW. — întreținerea sistemului de răcire forțată la puteri mai mari.	— curățirea și schimbarea pieselor de contact (la cca. 10^6 conectări)
Costul	— mai scump (cu tendințe de ieftinire)	— mai ieftin

arcului, contactoarele electromagnetice (sau mecanice) fiind acționate în gol, pentru a prelua doar funcția auxiliară de reducere a pierderilor.

6.4. Contactoare statice și variatoare de putere cu comutație forțată [4, 7, 8]

Comutarea forțată a tiristorului are loc dacă, în timp ce se află în stare de conducție, se conectează pe electrozii principali o sursă de tensiune de polarizare inversă, capabilă să debiteze un curent instantaneu mai mare decît curentul direct inițial și să mențină tiristorul în polarizare

inversă un timp cel puţin egal cu timpul t_q, de recuperare a capabilităţii de a susţine tensiune directă în blocare.

Observaţie. În cele ce urmează, pînă la sfîrşitul acestui capitol, se vor considera doar circuite de aplicaţii realizate cu tiristoare convenţionale (cu comanda unilaterală) care nu permit comutarea inversă cu semnal de comandă pe poartă, examinîndu-se atît cerinţele circuitului de putere propriu-zis cît şi ale circuitului auxiliar de stingere forţată. Dacă la realizarea echipamentelor respective se folosesc *tiristoare cu stingere pe poartă* (**gate turn-off thyristors**, sau prescurtat **GTO**), circuitele auxiliare de stingere nu mai sînt necesare.

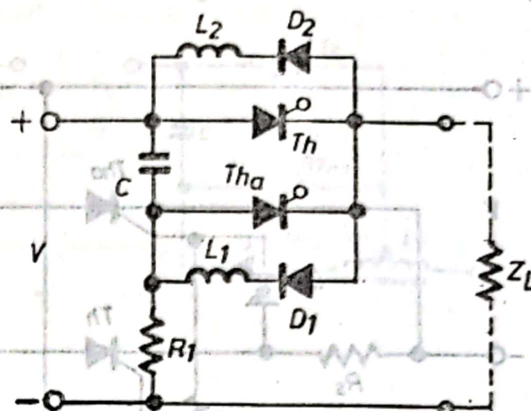


Fig. 6.31. Schema contactorului static de curent continuu.

De regulă, sursa de energie pentru comutare este un element de acumulare reactiv (condensator) iar conectarea acesteia se face prin comandarea unui tiristor auxiliar. Schema tipică pentru contactorul electronic cu comutaţie forţată este arătată în figura 6.31.

Încărcarea iniţială a condensatorului de comutaţie C se poate face fie prin rezistenţa R_1 fie, în cazul cînd o astfel de conexiune nu e posibilă, printr-o comandă preliminară pe *Tha*, prin circuitul de sarcină. După aceasta, prin comanda de intrare în conducţie a tiristorului principal se reîncarcă condensatorul cu polaritate inversă printr-un proces rezonant cu durata unei jumătăţi din perioada proprie a circuitului L_1, C. Comanda de blocare a tiristorului principal se face prin amorsarea celui auxiliar, *Tha*, care aplică iniţial tensiunea condensatorului ca o polarizare inversă pe *Th* după care se reia procesul de inversare rezonantă a polarităţii tensiunii pe condensator, prin D_2 şi L_2. Durata de polarizare inversă t_r depinde de perioada proprie a circuitului L_2 şi C şi de valoarea anterioară a curentului direct prin *Th*.

6.4.1. Contactoare statice de curent continuu (*DC static switches*)

Structura tipică din figura 6.31 necesită două canale de comandă, acces la ambele terminale ale sursei (pentru rezistenţa R_1) şi conectarea cu polaritate strict precizată a sursei. Din aceste cauze nu se pot realiza contactoare statice de c.c. care să poată înlocui direct contactoarele electromagnetice. Contactoarele statice se realizează de obicei pentru comandă manuală. Un exemplu este arătat în figura 6.32. Dioda D_0 asigură conducţia liberă în cazul sarcinii cu caracter inductiv. Inductanţa L are rolul de a limita viteza de creştere a curentului prin tiristoare la amorsarea acestora. Încărcarea condensatorului de comutaţie se face prin rezistenţa R_1 la anclanşarea (amorsarea *Th*), respectiv prin sarcină, la declanşare. În ipoteza sarcinii pur rezistive ($Z_L = R_L$) şi neglijînd rolul inductanţei L, valoarea condensatorului se determină prin relaţia

$$C = \frac{(1,3\ ...\ 1,5)t_q}{R_{Lm}\ln_2}, \qquad (6.61)$$

în care R_{Lm} este valoarea minimă a rezistenţei de sarcină care mai asigură blocarea fermă a tiristorului principal. Factorul numeric de la numărător este un factor de siguranţă. Circuitul R_s şi D_s realizează funcţia de declanşare automată la supracurent.

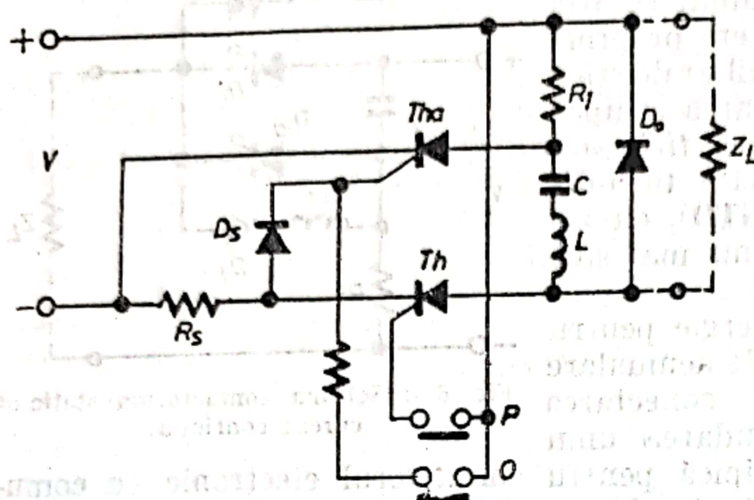


Fig. 6.32. Contactor static de curent continuu cu comandă manuală.

6.4.2. Variatoare de putere cu comutaţie forţată (*DC-to-DC converters* sau *choppers*)

Prin folosirea unui contactor electronic comutat periodic şi a unor elemente de acumulare se poate obţine reglarea tensiunii continue respectiv a puterii furnizate sarcinii. Variaţia raportului de conducţie

$$K = \frac{T_c}{T} \tag{6.62}$$

(în care T_c este durata de conducţie iar T_d este durata de blocare a contactorului, astfel că perioada de repetiţie $T = T_c + T_d$) poate fi obţinută în diferite moduri:

— reglarea duratei de conducţie (T = const., T_c variabil)

— reglarea perioadei de repetiţie cu T_c = const.

— reglarea perioadei de repetiţie cu T_d = const.

— T, T_c şi T_d variabile.

Ultima modalitate se realizează de obicei prin reglaj bipoziţional în buclă de reacţie, astfel încît comutarea în conducţie să fie determinată de scăderea curentului (sau tensiunii) sub pragul inferior iar comutarea în blocare de creşterea aceleiaşi mărimi peste pragul superior, praguri impuse prin schema de comandă.

Duratele de conducţie, respectiv de blocare nu pot fi reduse oricît de mult; este necesar ca ele să acopere timpul de încărcare a condensatorului de comutaţie şi timpul de revenire al tiristorului. Aceste limite trebuie de asemenea să fie asigurate de schemele de comandă.

În figura 6.33 sînt ilustrate cîteva variante de contactor electronic ce pot fi folosite în realizarea variatoarelor. Varianta (*a*) permite doar reglarea perioadei de repetiție deoarece durata de conducție este dată de perioada proprie a circuitului de comutație L, C. Structurile (*b*) și (*c*)

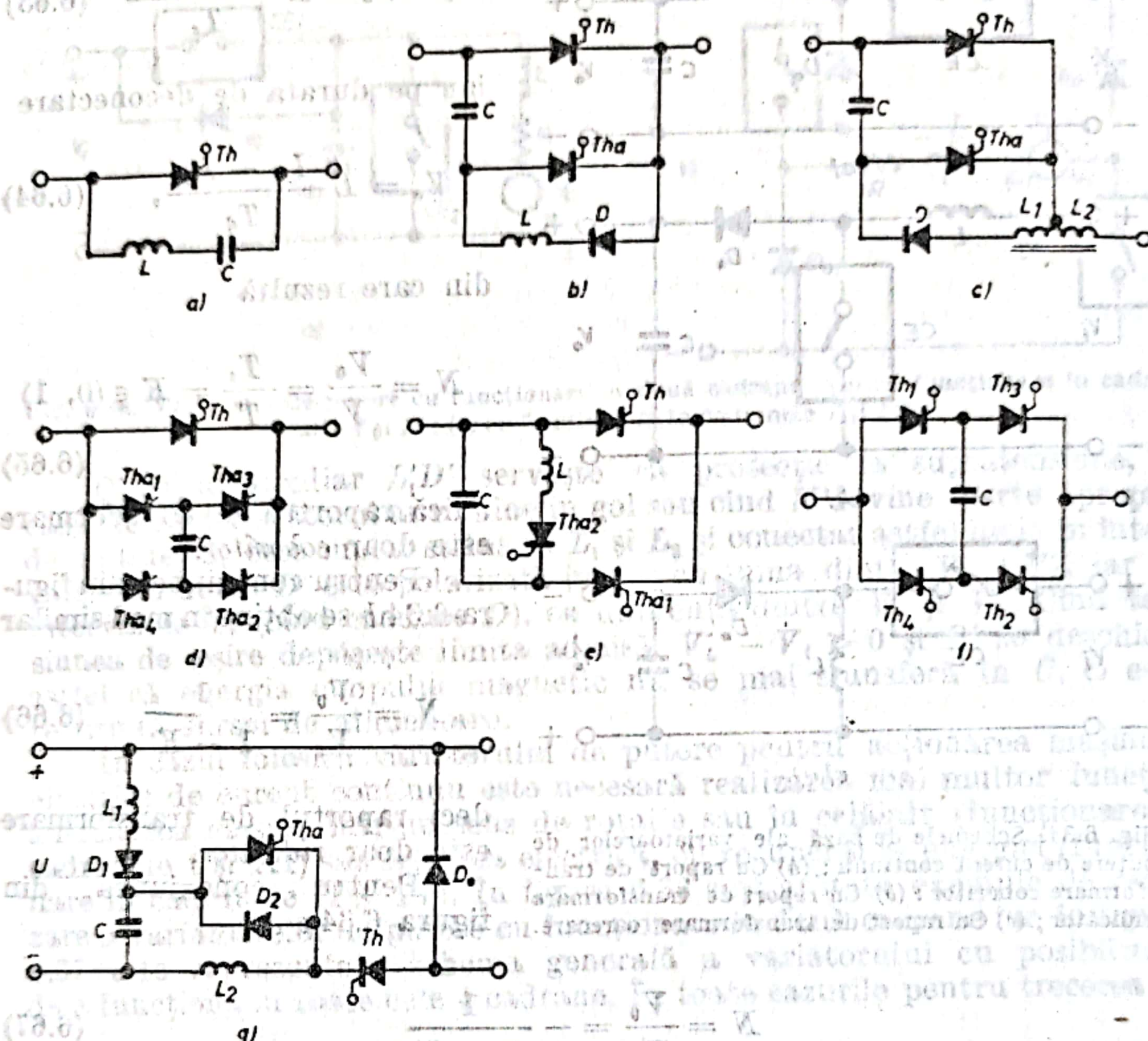


Fig. 6.33. Circuite tipice pentru variatoare de putere cu comutație forțată.

sînt variante simplificate ale schemei 6.31. Variantele (*d*) și (*f*) permit încărcarea condensatorului cu ambele polarități fără circuit rezonant. În varianta (*e*) reîncărcarea condensatorului cu polaritatea necesară comutării se face prin comanda tiristorului suplimentar Tha_2. În varianta (*g*) tensiunea de stingere se conectează în serie cu tiristorul, ca rezultat al descărcării rezonante a condensatorului prin bobina L_2, la comanda aplicată pe *Tha*.

Refacerea tensiunii continue pe sarcină se realizează de regulă printr-o bobină de netezire a curentului și — eventual — printr-un condensator în paralel pe sarcină, iar pentru asigurarea continuității curentului în bobină este necesară o diodă de conducție liberă. În figura 6.34 sînt prezentate modalitățile de conectare ale celor 3 elemente. Contactorul electronic poate fi oricare din variantele *a*–*f* și este simbolizat prin blocul *CE*. Bobina se dimensionează astfel încît să asigure continuitatea curentului, ale cărui pulsații e de dorit să fie mici față de valoarea medie.

Raportul de transformare a tensiunii $N = V_0/V_i$ se definește pentru conexiunea din figura 6.34.*a* astfel: pe durata de conectare T_c,

$$V_i - V_o = L\frac{I_M - I_m}{T_c} \qquad (6.63)$$

iar pe durata de deconectare

$$V_o = L\frac{I_M - I_m}{T_d}, \qquad (6.64)$$

din care rezultă

$$N = \frac{V_0}{V_i} = \frac{T_c}{T} = K \in (0,\ 1) \qquad (6.65)$$

adică raportul de transformare este doar *coborîtor*.

Pentru conexiunea din figura 6.34.*b* se obține în mod similar

$$N = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - K} \qquad (6.66)$$

deci raportul de transformare este doar *ridicător*.

Pentru conexiunea din figura 6.34.*c*

$$N = \frac{V_0}{V_i} = -\frac{1}{1 - K} \qquad (6.67)$$

Fig. 6.34. Schemele de bază ale variatoarelor de putere de curent continuu: (*a*) Cu raport de transformare coborîtor; (*b*) Cu raport de transformare ridicător; (*c*) Cu raport de transformare oarecare.

adică se obține un raport *oarecare* și inversarea polarității. În figura 6.35 este arătată o variantă a conexiunii din figura 6.34.*c*, care asigură atît izolarea galvanică între circuitul de intrare și cel de ieșire cît și alterarea raportului de transformare dat de (6.67) prin multiplicarea acesiuia cu

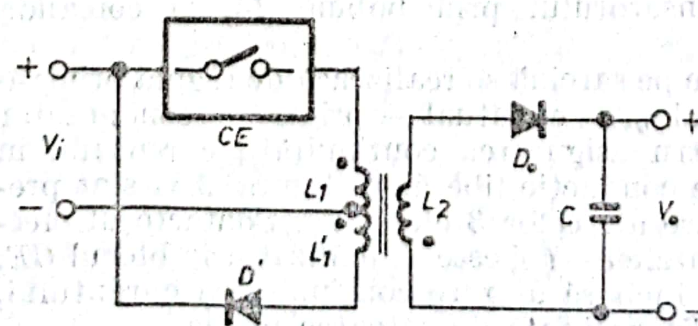


Fig. 6.35. Variator de putere de curent continuu, cu izolarea galvanică a sarcinii și cu protecție la supratensiune.

cadranele II sau IV este necesar ca sarcina să conțină și o sursă, respectiv raportul n al numărului de spire ale înfășurărilor L_2 și L_1, considerind un cuplaj strîns între ele:

$$N' = Nn \tag{6.68}$$

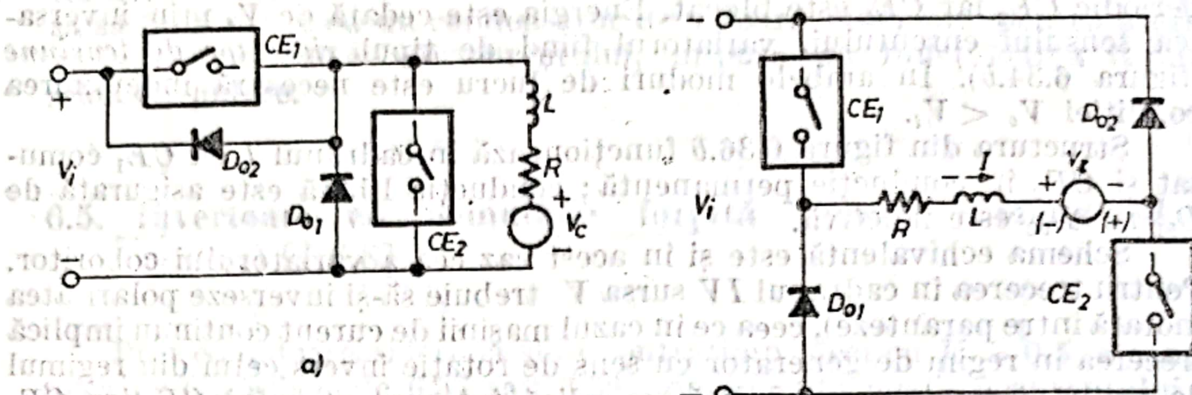


Fig. 6.36. Variatoare de putere cu funcționare în două cadrane: (a) cu funcționare în cadranele I și II; (b) cu funcționare în cadranele I și IV.

Circuitul auxiliar $L_1'D'$ servește ca protecție la supratensiune, în cazurile cînd variatorul ar rămîne în gol sau cînd K devine foarte apropiat de unitate. L_1' este cuplat strîns cu L_1 și L_2 și conectat astfel încît în intervalele T_c dioda D' este polarizată invers cu suma dintre V_i și V_L', iar în intervalele T_d (cînd conduce D), cu diferența dintre V_i și V_L'. Cînd tensiunea de ieșire depășește limita admisă, $V_L' - V_i > 0$ și D' se deschide, astfel că energia cîmpului magnetic nu se mai transferă în C, ci este restituită sursei de alimentare.

În cazul folosirii variatorului de putere pentru acționarea mașinilor electrice de curent continuu este necesară realizarea mai multor funcții: antrenarea mașinii într-un sens de rotație sau în celălalt (funcționare în cadranele I și III) sau frînarea electrică, cu recuperarea energiei (funcționare în cadranele II și IV). În figura 6.36 sînt arătate exemple de realizare a variatoarelor de putere cu funcționare în două cadrane iar în figura 6.37 este reprezentată schema generală a variatorului cu posibilitate de a funcționa în toate cele 4 cadrane. În toate cazurile pentru trecerea in

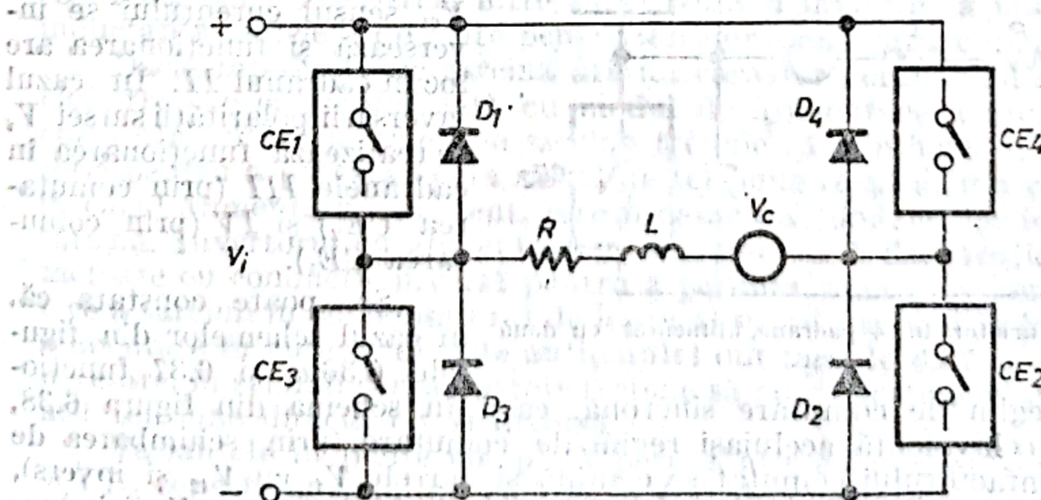


Fig. 6.37. Variator de putere cu funcționare în 4 cadrane în punte completă.

cadranele II și IV este necesar ca sarcina să conțină și o sursă, respectiv tensiunea disponibilă la bornele rotorice atunci cînd mașina este frînată electric sau cînd este acționată cu energie mecanică.

Structura din figura 6.36.*a* poate funcționa în cadranul I cînd se comută periodic CE_1 iar CE_2 este mereu blocat, ca un *variator coborîtor de tensiune* (figura 6.34.*a*). Pentru trecerea în cadranul *II* se comută periodic CE_2 iar CE_1 este blocat. Energia este cedată de V_c prin inversarea sensului curentului, variatorul fiind de tipul *ridicător de tensiune* (figura 6.34.*b*). În ambele moduri de lucru este necesară îndeplinirea condiției $V_c < V_i$.

Structura din figura 6.36.*b* funcționează în cadranul *I* cu CE_1 comutat și CE_2 în conducție permanentă; conducția liberă este asigurată de D_{01} iar D_{02} este inactivă.

Schema echivalentă este și în acest caz cea a variatorului coborîtor. Pentru trecerea în cadranul *IV* sursa *V* trebuie să-și inverseze polaritatea (notată între paranteze), ceea ce în cazul mașinii de curent continuu implică trecerea în regim de generator cu sens de rotație invers celui din regimul de motor. Comutarea periodică se aplică tot contactorului CE_1 iar CE_2 este menținut în blocare, D_{02} este în conducție permanentă iar D_{01} preia conducția curentului spre sursa V_c. Funcționarea este posibilă dacă $|V_c| < V_i$. Circuitul poate funcționa și cu comutarea sincronă a celor două contactoare. Cînd contactoarele se află în conducție, pe sarcină se aplică tensiunea V_i cu sensul convenit ca pozitiv iar cînd contactoarele sînt blocate, atîta vreme cît curentul *I* există, intră în conducție cele două diode și pe sarcină se aplică tensiunea $-V_i$. Pentru $0 < K < 0{,}5$, fluxul puterii medii este orientat dinspre V_c către V_i (cadranul *IV*) iar pentru $0{,}5 < K < 1$ funcționarea trece în cadranul *I*.

Puntea completă din figura 6.37 permite realizarea tuturor regimurilor discutate anterior și deci funcționarea în toate cele 4 cadrane. O funcționare similară poate fi realizată și cu circuitul simplificat din figura 6.38, care însă necesită două surse de alimentare. De obicei $V_{i1} = V_{i2} = V_i/2$. Prin comutarea contactorului CE_1 cu CE_2 blocat, sistemul funcționează în cadranul *I*. Prin comutarea CE_2 cu CE_1 blocat, la aceeași polaritate a tensiunii V_c, sensul curentului se inversează și funcționarea are loc în cadranul *II*. În cazul inversării polarității sursei V_i se realizează funcționarea în cadranele *III* (prin comutarea CE_2) și *IV* (prin comutarea CE_1).

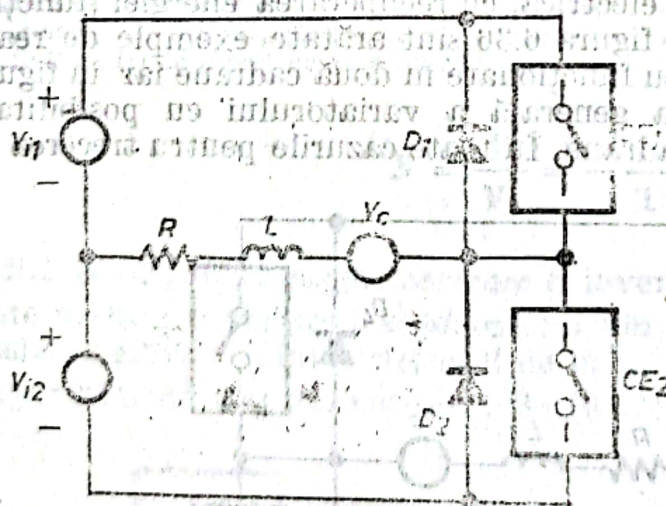


Fig. 6.38. Variator în 4 cadrane, alimentat cu două surse.

Se poate constata că, în cazul schemelor din figurile 6.36.*a* și 6.37 funcționînd în regim de comutare sincronă, ca și în schema din figura 6.38, care este echivalentă aceluiași regim de comutare (prin schimbarea de stare a contactorului comutat se comută și sursele V_{i1} cu V_{i2} și invers), apare o vehiculare periodică de energie între sursele de intrare V_i și inductanța de acumulare, respectiv sursa de tensiune contraelectromotoare V_c.

În consecință, sistemele care funcționează în mai multe cadrane, trebuie să fie alimentate de surse care să permită această vehiculare de energie și de asemenea, să permită schimbarea sensului componentei medii a curentului. Dacă alimentarea se face de la rețea printr-un convertor neautonom, acesta trebuie să fie un convertor în 4 cadrane iar ieșirea sa să fie șuntată cu un condensator de valoare suficientă pentru a prelua variațiile periodice ale curentului, impuse de funcționarea variatoarelor de putere.

6.5. Invertoare cu comutație forțată (*forced commutated inverters*) [4,6,8]

Prin comutarea sincronă și în contratimp (deci cu $K = 0{,}5$) a contactoarelor din schemele 6.37 sau 6.38, componenta medie a curentului din sarcină se anulează și aceasta primește putere doar prin componentele alternative. Sistemul devine în acest caz un *invertor autonom*, cu precizarea că în circuitul de sarcină lipsește sursa V_c și că secvența comutărilor cuprinde periodic toate cele 4 contactoare din figura 6.37 sau cele două contactoare din figura 6.38.

Invertoarele autonome pot fi alimentate de la surse de energie de tensiune constantă sau de curent constant. Sursa de alimentare poate fi echivalată fie cu o sursă de tensiune constantă, dacă impedanța internă a acesteia, evaluată la frecvența comutărilor, este mult mai mică decît impedanța sarcinii, fie cu o sursă de curent constant, dacă are impedanță internă mult mai mare decît cea a sarcinii.

Pentru identificarea celor două moduri de alimentare, se folosesc de obicei expresiile uzuale „alimentare în tensiune", respectiv „alimentare în curent". Sursa de tensiune constantă este cea mai uzuală și pentru a reduce valoarea impedanței interne a surselor reale, ieșirea acestora este de regulă șuntată cu un condensator. În baza acestor considerații cele două surse de tensiune din figura 6.38 pot fi înlocuite printr-un divizor de tensiune capacitiv constituit din două condensatoare, întreg ansamblul putînd fi alimentat de la o singură sursă. Sursa de curent constant se realizează prin înserierea, între sursa reală și invertor, a unei bobine cu inductanța suficient de mare pentru a asigura netezirea curentului.

Dacă impedanța de sarcină are un caracter complex, diagonala sarcinii trebuie compatibilizată cu modul de alimentare a punții adică în cazul alimentării în tensiune sarcina trebuie să cuprindă un inductor în serie pentru a putea accepta saltul de tensiune rezultat din comutare iar în cazul alimentării în curent, este necesar un condensator în paralel pe sarcină. Invertorul cu alimentare în tensiune va fi deci realizat din contactoare cu conducție inversă pentru a permite vehicularea energiei reactive a sarcinii în condensatorul de ieșire al sursei, pe cînd la invertorul cu alimentare în curent, diodele antiparalel din figurile 6.37 și 6.38 nu sînt necesare, în schimb contactoarele trebuie să poată susține în stare blocată atît tensiune directă cît și inversă.

Variantele în punte completă permit atît comutarea sincronă (CE_1 și CE_2 conectate, simultan cu CE_3 și CE_4 deconectate și reciproc), cît și comutarea asincronă, sau decalată, cînd sînt posibile toate combinațiile de stare cu excepția celor care conectează sursa de tensiune în scurtcircuit

sau a celor care lasă sursa de curent în gol. Forma de undă a tensiunii (sau curentului) pe sarcină poate avea unul din aspectele arătate în figura 6.39.

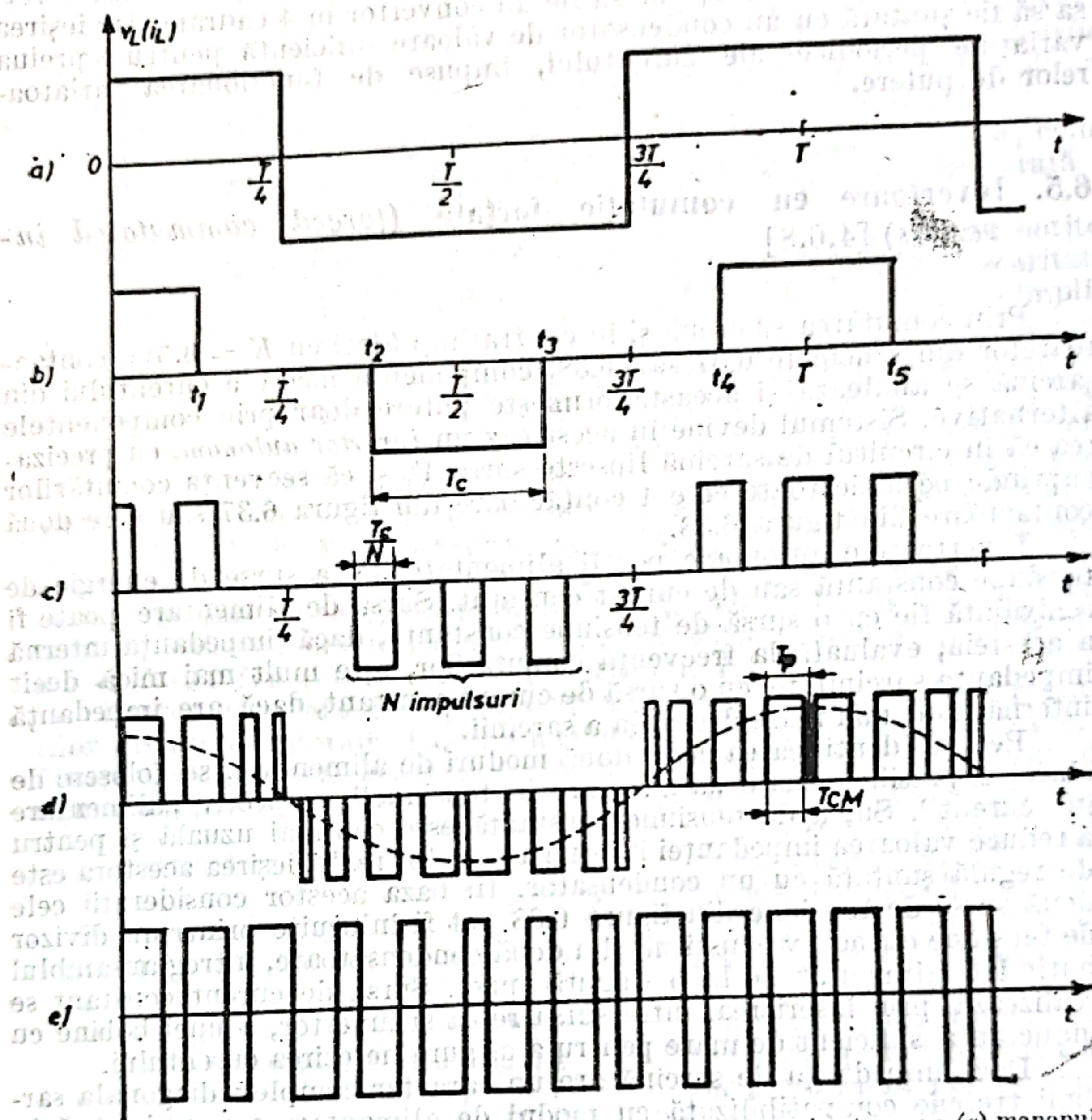


Fig. 6.39. Formele de undă ale tensiunii (sau curentului) la invertorul autonom : (*a*) monopuls, comutre sincronă ; (*b*) monopuls, comutare decalată ; (*c*) multipuls, unipolar ; (*d*) modulaţie de durată sinusoidală, unipolar ; (*e*) multipuls, bipolar.

Forma (*a*) reprezintă modul de comutare elementar, comutarea *sincronă*, o singură dată pe perioadă. Comutarea *asincronă* — forma (*b*) — permite reglarea puterii în sarcină prin reglarea duratei impulsului, raportată la perioadă. Prin despicarea impulsului în mai multe segmente unipolare, a căror durată poate fi de asemenea reglată, se obţine funcţionarea *multipuls*, cu reglare prin modulaţie de durată cu undă dreptunghiulară — forma (*c*). Comutarea multipuls poate fi modulată cu undă sinusoidală (**pulse-width modulation**, prescurtat **PWM**) — forma (*d*), care permite şi o filtrare a componentelor armonice apropiate de fundamentală, realizind deci şi funcţia de filtru activ de putere. Forma (*e*) ilustrează *varianta*

bipolară a comutării multipuls, exemplificată ca o modulație cu undă dreptunghiulară. Este posibil, evident, și modularea cu undă sinusoidală în comutare bipolară.

Structura armonică a formei (*b*) este reprezentată în figura 6.40, în funcție de raportul de conducție $K = 2T_c/T$.

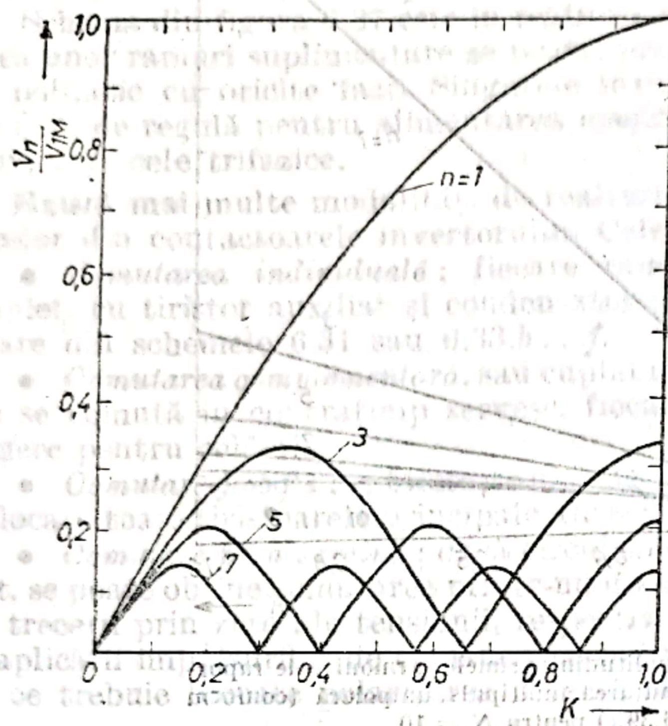


Fig. 6.40. Dependența amplitudinii primelor armonice în funcție de raportul de conducție K, la comutarea monopuls, decalată (conform figurii 6.39.*b*).

Dacă prin filtrare se reține pe sarcină doar componenta fundamentală, atunci dependența acesteia de raportul de conducție reprezintă și caracteristica de reglaj:

$$\frac{V_1}{V_{1M}} = \cos\left[\frac{\pi}{2}(1-K)\right] \quad (6.69)$$

Pe sarcină rezistivă toate componentele generează putere activă și caracteristica de reglaj în putere este liniară

$$\frac{P}{P_M} = K \quad (6.70)$$

În cazul modulației unipolare cu undă dreptunghiulară — forma (*c*) — amplitudinile armonicelor sînt exprimate prin relația

$$\frac{V_n}{V_{1M}} = \frac{2}{n}\sin\frac{n\pi K}{2N}\sum_{j=1}^{N/2}\sin\frac{n\pi}{2N}(2j-1) \quad (6.71)$$

ilustrată în figura 6.41 pentru $N = 10$. Se observă îmbunătățirea liniarității caracteristicii de reglaj ($n = 1$) și absența maximelor pentru celelalte componente armonice.

În figura 6.42 este ilustrat un exemplu de dependență a amplitudini primelor componente armonice de valoarea maximă a raportului de conducție K_M în cazul modulației unipolare cu undă sinusoidală — forma (*d*) — caracterizată prin

$$K = K_M \cos \omega_0 t,$$

$$K_M = \frac{T_{cM}}{T_p}. \quad (6.72)$$

Prin acest mod de comutare, se pot elimina complet un număr cu atît mai mare de componente armonice apropiate de fundamentală, cu cît numărul de impulsuri N este mai mare, ceea ce facilitează filtrarea

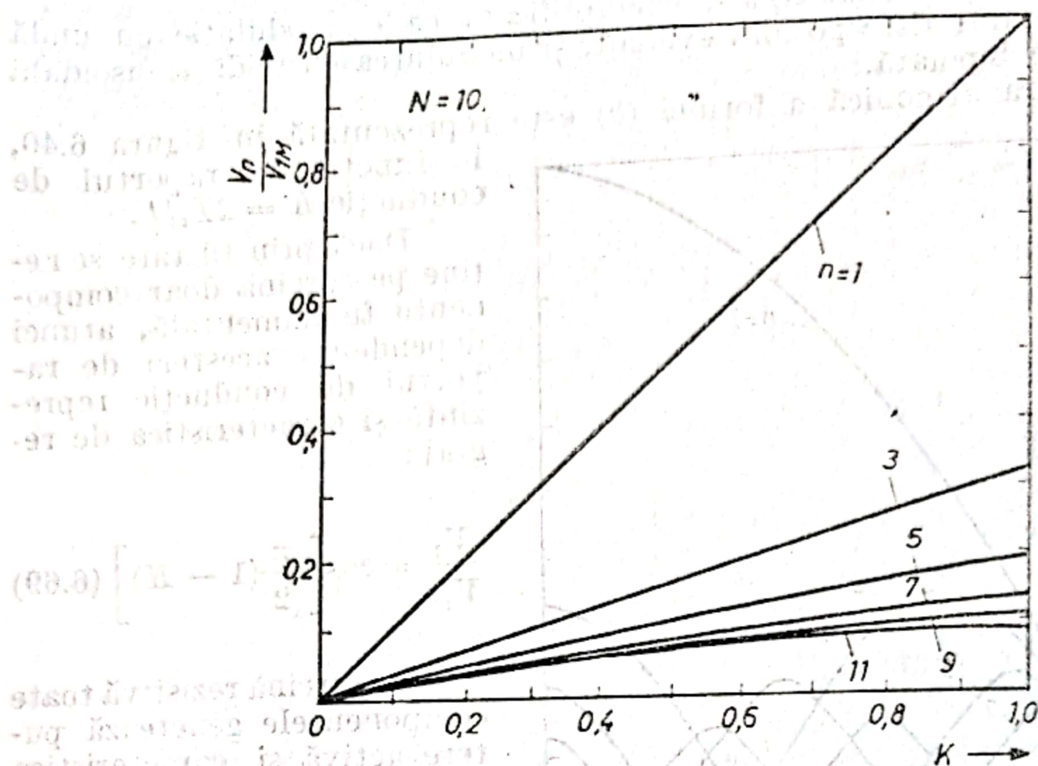


Fig. 6.41. Dependența amplitudinii primelor armonice de raportul de conducție K, la comutarea multipuls unipolară (conform figurii 6.39.c) pentru $N = 10$.

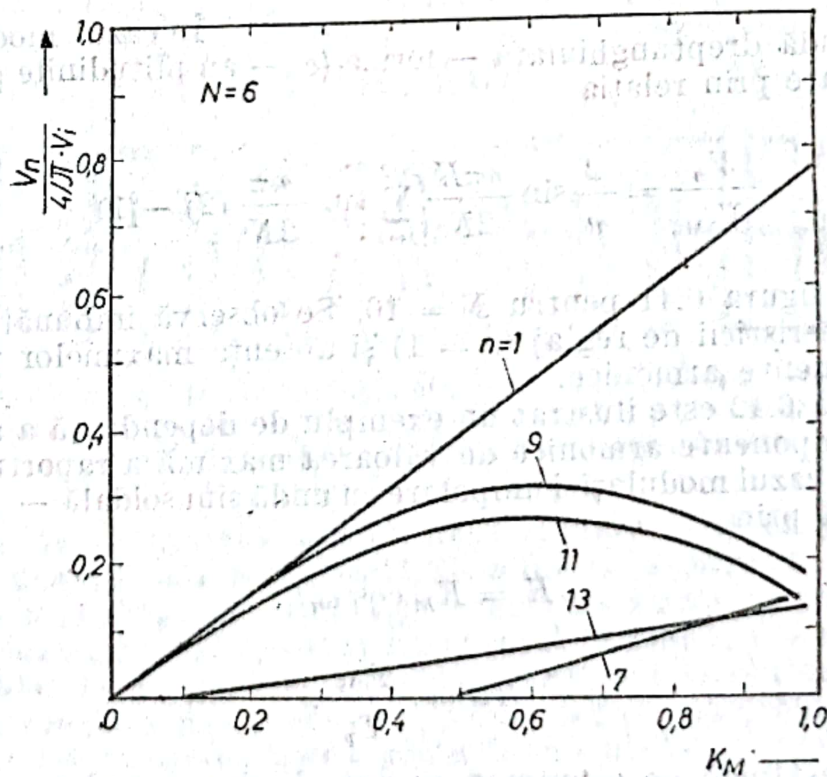


Fig. 6.42. Dependența amplitudinii primelor armonice de amplitudinea undei modulatoare K_M, la modulația de durată sinusoidală unipolară (conform figurii 6.39.d).

ulterioară a formei de undă. Metodele de comutare multipuls, în special modulația sinusoidală de durată, au o aplicare restrînsă la un număr N relativ mic (maximum 6—8) din cauza timpului de revenire apreciabil (> 20 μs) al tiristoarelor de putere din fabricația curentă.

Schema din figura 6.37 este în realitate o punte bifazică și prin adăugarea unor ramuri suplimentare se poate, prin extindere, realiza un invertor polifazic cu oricîte faze. Singurele invertoare polifazice utilizate în practică, de regulă pentru alimentarea mașinilor electrice de curent alternativ, sînt cele trifazice.

Există mai multe modalități de realizare a comutării forțate a tiristoarelor din contactoarele invertorului. Cele mai utilizate variante sînt:

- *Comutarea individuală*; fiecare ramură cuprinde un contactor complet, cu tiristor auxiliar și condensator de comutare. Poate fi folosită oricare din schemele 6.31 sau 6.33.*b* . . *f*.
- *Comutarea complementară*, sau cuplată; tiristoarele din două ramuri care se comută în contratimp servesc, fiecare, drept tiristor auxiliar de stingere pentru celălalt.
- *Comutare globală*; se folosește un singur circuit auxiliar care comută în blocare toate tiristoarele principale ale schemei, la sfîrșitul fiecărui tact.
- *Comutare prin sarcină*; dacă circuitul de sarcină are caracter rezonant, se poate obține comutarea printr-un decalaj convenabil între momentele trecerii prin zero ale tensiunii, respectiv curentului de sarcină și cele ale aplicării impulsurilor de comandă, astfel încît să se aplice pe tiristoarele ce trebuie blocate polarizarea inversă necesară comutării.

6.5.1. Invertoare cu alimentare în curent (*current-fed inverters*)

Structura cea mai simplă de invertor cu alimentare în curent este cea în semipunte cu divizor inductiv. Schema de bază este arătată în figura 6.43.*a* iar formele de undă semnificative în figura 6.43.*b*. Cele două

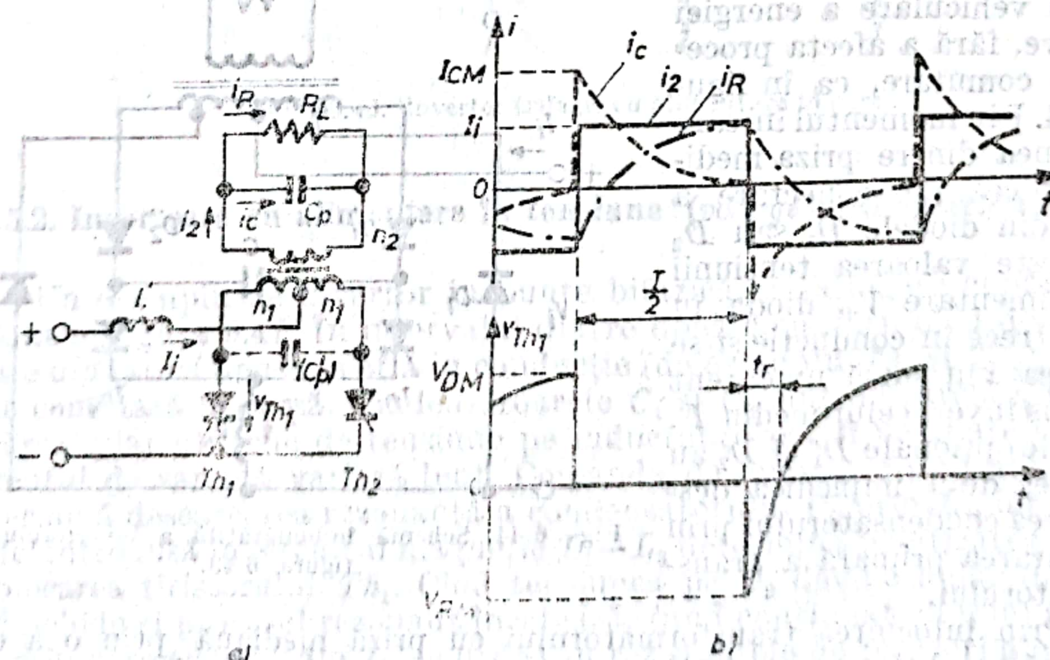


Fig. 6.43. Invertor cu alimentare în curent: (*a*) schema de bază; (*b*) formele de undă ale curenților (sus) și ale tensiunii pe unul din tiristoare (jos).

înfășurări primare ale transformatorului țin locul celorlalte două laturi de contactoare ale punții complete deoarece, neadmițind salt de flux magnetic, curentul de intrare I_i este comutat dintr-o înfășurare primară în cealaltă, inversînd polaritatea curentului în secundar, sincron cu comutarea conducției de la Th_1 la Th_2. Condensatorul de comutație poate fi conectat nemijlocit în paralel cu sarcina (C_p) sau între anozii tiristoarelor (C'), corespondența fiind

$$C_p = \left(\frac{2\,n_1}{n_2}\right)^2 C'_p \tag{6.73}$$

Comutarea este de tip complementar, amorsarea fiecărui tiristor determină stingerea celuilalt.

Dimensionarea condensatorului de comutație are în vedere asigurarea timpului de polarizare inversă t_r astfel ca

$$t_r = (1{,}3\ldots1{,}5)\,t_q \tag{6.74}$$

Considerind transformatorul ideal și $n_1 = n_2$, durata t_r rezultă din formele de undă din figura 6.43.*b*

$$t_r = \frac{T}{4}\left[1 + 4\frac{R_L C_p}{T}\ln\frac{1}{\mathrm{ch}\left(\dfrac{T}{4R_L C_p}\right)}\right]. \tag{6.75}$$

Se alege valoarea de capacitate corespunzînd valorii minime admisibile pentru rezistența de sarcină R_L, la care trebuie încă să fie satisfăcută condiția 6.74.

Dacă sarcina are caracter inductiv, se pot institui căi de vehiculare a energiei reactive, fără a afecta procesul de comutare, ca în figura 6.44. Din momentul în care tensiunea dintre priza mediană și cea de conectare a uneia din diodele D_1 sau D_2 depășește valoarea tensiunii de alimentare V_i, dioda în cauză trece în conducție și se injectează în sursă un curent de sens invers celui mediu I_i. Diodele opționale D'_1 și D'_2 au menirea de a împiedica descărcarea condensatorului prin înfășurarea primară a transformatorului.

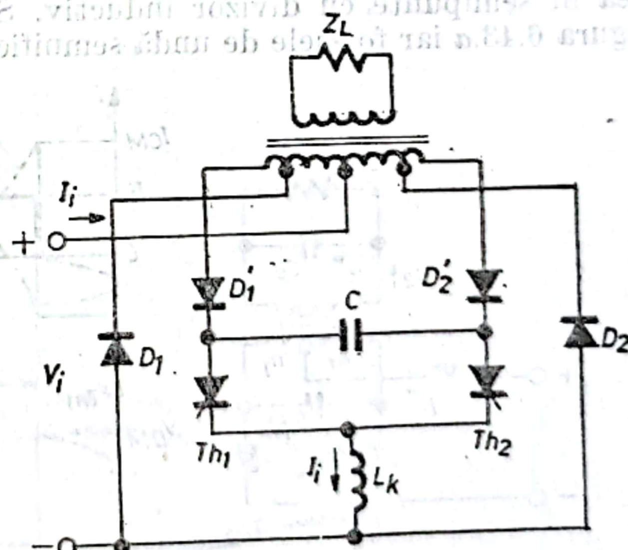


Fig . 6.44. Schemă îmbunătățită a invertorului din figura 6.43.

Prin înlocuirea transformatorului cu priză mediană prin o a doua ramură se obține puntea bifazică din figura 6.45 și prin adăugarea celei de-a treia ramuri, puntea trifazică din figura 6.46. Dacă și la aceste scheme

se folosesc diodele de separaţie, numărul condensatoarelor de comutaţie se dublează.

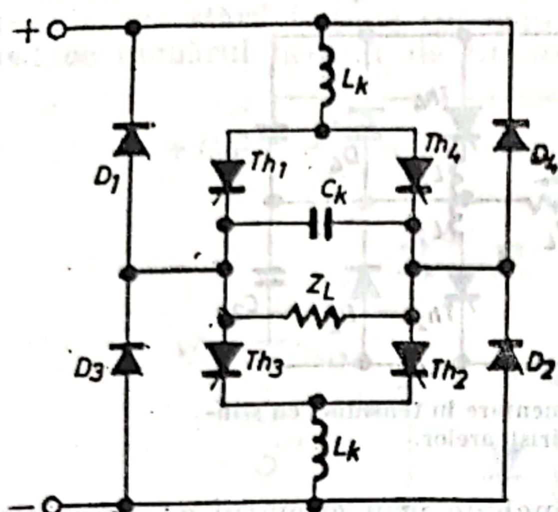


Fig. 6.45. Invertor bifazic în punte completă, cu alimentare în curent.

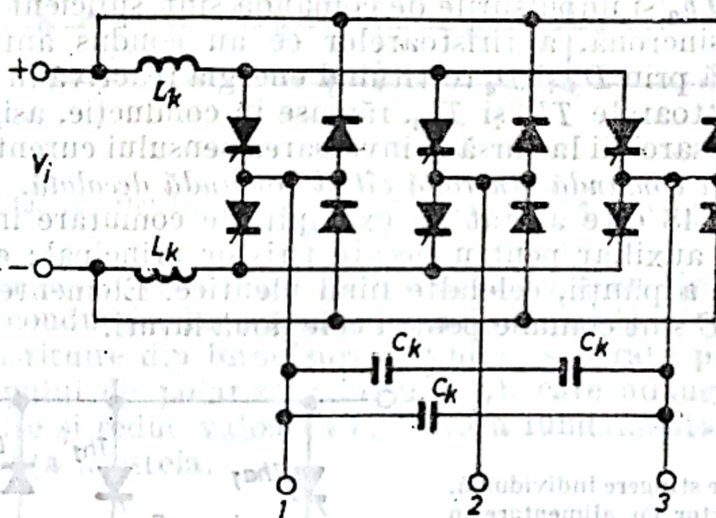


Fig. 6.46. Invertor trifazic cu alimentare în curent.

6.5.2. Invertoare cu alimentare în tensiune (*voltage—fed inverters*)

Un exemplu de invertor în punte bifazică, cu stingere cuplată, este arătat în figura 6.47. În intervalul dintre două comutări, cînd două tiristoare din laturi opuse se află în conducţie (de exemplu Th_1 şi Th_2), sarcina este conectată la sursă, condensatoarele C_1 şi C_2 sînt descărcate, C_3 şi C_4 încărcate iar căderile de tensiune pe inductanţe pot fi neglijate deoarece curentul de sarcină variază lent. Comanda de amorsare aplicată pe Th_3 determină descărcarea rezonantă a condensatorului C_3 prin L_3, iar energia astfel introdusă în circuitul magnetic L_1-L_3 determină polarizarea inversă şi blocarea tiristorului Th_1. Cînd tensiunea pe C_3 devine nulă, dioda D_3 se deschide şi procesul rezonant încetează, fiind continuat cu unul amortizat prin care energia din L_3 se disipă în rezistenţele de pierderi ale circuitului $L_3Th_3D_3$. Dacă impulsul de comandă pe Th_3 este de scurtă durată iar sarcina are caracter pronunţat inductiv şi sensul curentului i_L se men-

ține, cînd curentul prin Th_3 scade sub valoarea de menținere I_H, acesta se blochează spontan, rolul său reducîndu-se la cel de tiristor auxiliar pentru stingerea lui Th_1. În continuare, dacă Th_4 nu a fost comandat

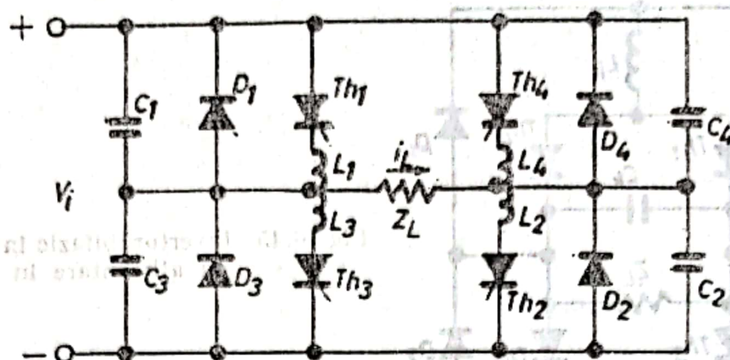


Fig. 6.47. Invertor bifazic cu alimentare în tensiune, cu stingerea cuplată a tiristoarelor.

simultan cu Th_3, curentul sarcinii se închide prin circuitul de conducție liberă $D_3-Z_L-Th_2$ pînă la anularea acestuia. Dacă însă Th_4 este comandat sincron cu Th_2 și impulsurile de comandă sînt suficient de lungi, după stingerea, tot sincronă, a tiristoarelor ce au condus anterior curentul sarcinii continuă prin D_3 și D_4 restituind energia reactivă în sursă iar după anularea sa tiristoarele Th_3 și Th_4, rămase în conducție, asigură continuitatea conectării sarcinii la sursă și inversarea sensului curentului. Circuitul permite deci *atît comandă sincronă cît și comandă decalată*.

În figura 6.48 este arătat un exemplu de comutare individuală, cu cîte un tiristor auxiliar pentru fiecare tiristor principal; este figurată o singură ramură a punții, celelalte fiind identice. Elementele reactive de comutație L și C sînt comune pentru cele două laturi.

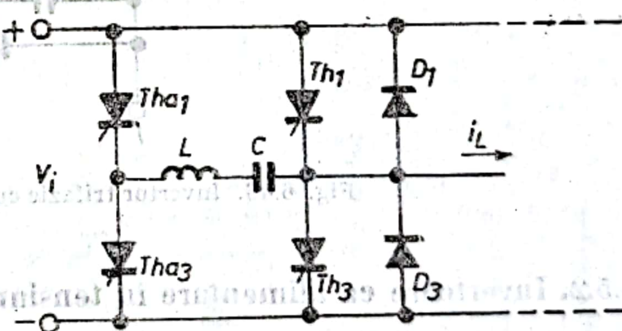


Fig. 6.48. Circuit de stingere individuală, aplicat la un invertor cu alimentare în tensiune.

Oricare din circuitele prezentate în figurile 6.47 și 6.48 poate fi extins și pentru realizarea invertorului trifazic cu stingere cuplată, respectiv individuală.

Circuitele de stingere globală sînt recomandabile în special pentru invertoare trifazice. Un exemplu de realizare este arătat în figura 6.49. În așteptarea comutării, C_K se află încărcat cu polaritatea indicată, ca urmare a unei prealabile conducții a tiristorului auxiliar Tha_2. Pentru comutare, se comandă Tha_1. În acest moment, toate tiristoarele principale ale punții sînt polarizate invers și se blochează. Curenții inductivi ai sarcinii au posibilitatea să circule prin diodele de conducție inversă ale punții, ocolind inductanțele L_1^1 și L_2^1. Condensatorul se reîncarcă rezonant pînă la V_i, cînd acest proces este întrerupt prin deschiderea diodelor D-

și D_2'. Din acest moment se poate reaplica semnalul de comandă pe tiristoarele prevăzute să conducă în tactul următor, precum și pe Tha_2, pentru restabilirea stării inițiale convenabile a circuitului de comutare. Soluția reduce numărul necesar de tiristoare auxiliare și mărește siguranța în

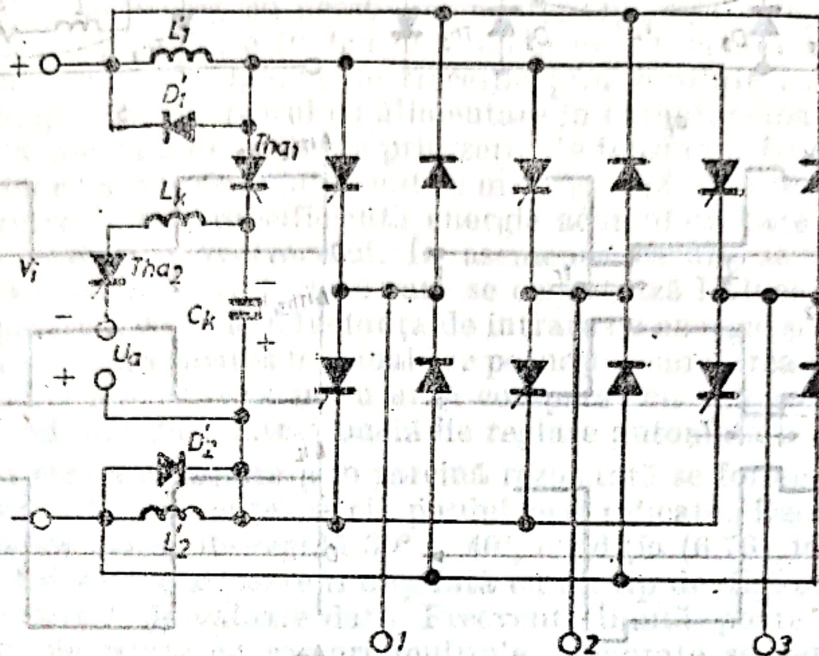


Fig. 6.49. Invertor trifazic cu alimentare în tensiune, cu circuit de stingere globală.

funcționare prin aceea că realizează blocarea tuturor tiristoarelor după fiecare tact de conducție. În schimb, formele de undă ale tensiunilor pe sarcină sînt constituite din impulsuri distincte, separate prin mici pauze (cu durata timpului de polarizare inversă t_r), care adaugă componente armonice nedorite și reduc valoarea efectivă a fundamentalei, pe măsură ce crește frecvența acesteia.

6.5.3. Invertoare cu comutație prin sarcină (*load-commutated inverters*)

Structurile elementare de invertor cu sarcină rezonantă sînt arătate în figura 6.50.*a* și *b*. Mecanismele de comutare sînt explicate prin formele de undă (*c*), pentru invertorul cu alimentare în tensiune și (*d*), pentru cel cu alimentare în curent.

Invertorul din figura 6.50.*a* este comandat cu frecvența de tact $\omega < \omega_0$ astfel încît curentul să se inverseze înaintea apariției impulsului de comandă pentru tactul următor și să asigure timpul de polarizare inversă

$$t_r = \frac{\psi}{\omega} = (1,3 \ldots 1,5)\, t_q \tag{6.76}$$

în care defazajul ψ este dat de

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\omega_0 L}{R} \cdot \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega}. \tag{6.77}$$

Pe durata t_r, curentul sarcinii este preluat de diodele de conducție inversă.

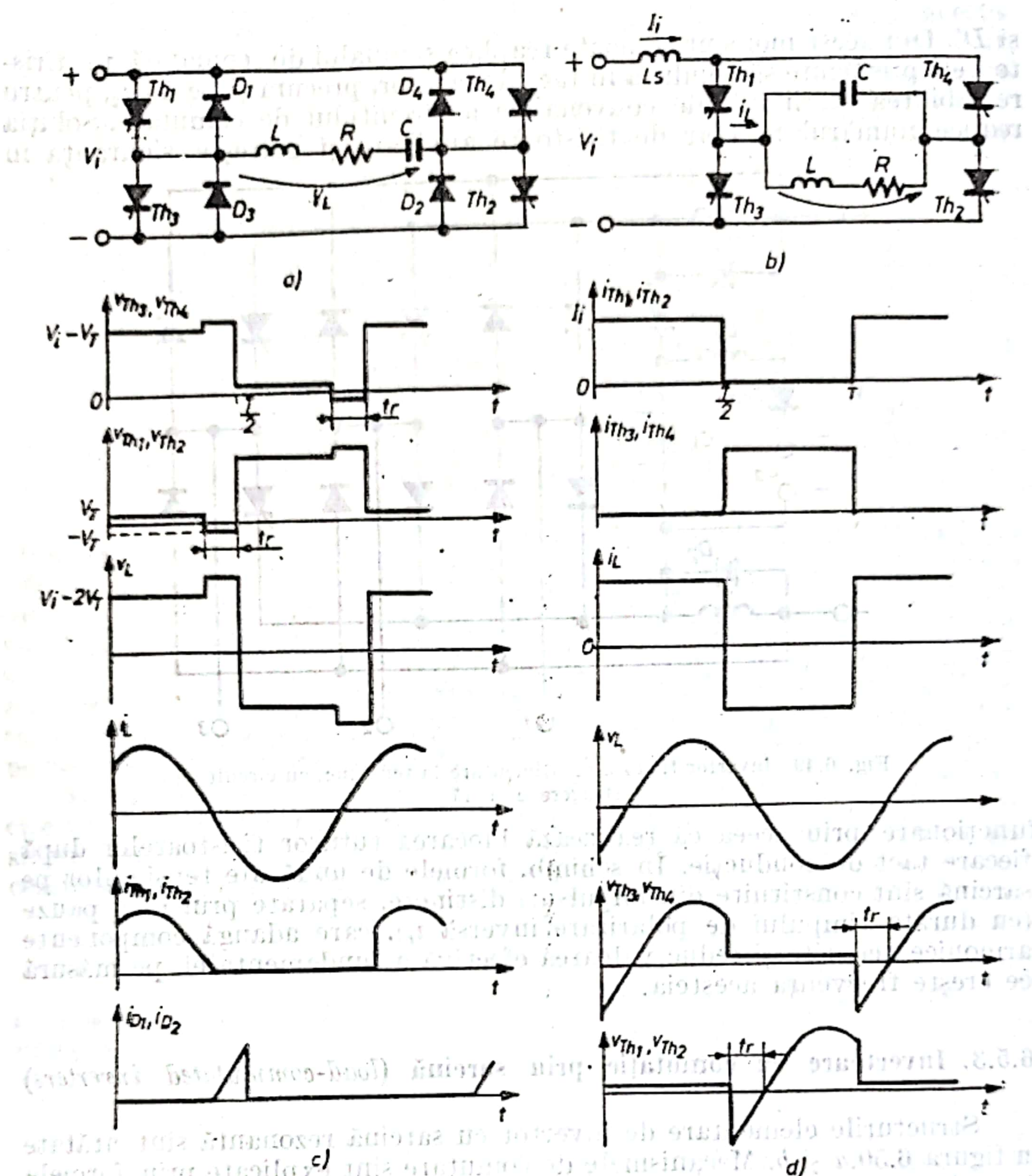


Fig. 6.50. Scheme de invertor cu comutaţie prin sarcină: (*a*) cu alimentare în tensiune; (*b*) cu alimentare în curent; (*c*) forme de undă pentru circuitul (*a*); (*d*) forme de undă pentru circuitul (*b*).

Formele de undă din figura 6.50.c şi *d* au fost reprezentate în ipoteza că factorul de calitate $Q = \frac{\omega_0 L}{R} > 10$ astfel că forma de undă a curentului prin circuitul serie, respectiv a tensiunii pe circuitul derivaţie, pot fi considerate sinusoidale iar căderile de tensiune în conducţie ale tiristoarelor şi ale diodelor, V_T, sînt egale între ele.

În cazul invertorului cu alimentare în curent (figura 6.50.*b*), frecvenţa de tact trebuie să fie mai mare decît cea de rezonanţă, astfel încît tensiunea existentă pe condensator în momentul comutării se aplică cu polaritate inversă pe tiristoarele ce trebuie stinse.

Dacă vreuna din reactanţele circuitului de sarcină suferă variaţii în timpul funcţionării iar frecvenţa de tact este constantă, apare pericolul reducerii timpului de polarizare inversă sub valoarea necesară stingerii tiristoarelor. Generarea semnalelor de comandă trebuie să fie determinată prin detectarea momentelor trecerii prin zero a mărimii de ieşire sinusoidale şi decalarea lor în raport cu aceste momente. Operaţia este mai uşoară la invertorul cu alimentare în tensiune unde este necesară comandarea comutării cu o intîrziere t_r faţă de trecerile prin zero ale curentului de sarcină, în timp ce la invertorul cu alimentare în curent, comanda trebuie efectuată în avans faţă de trecerile prin zero ale tensiunii. Un alt neajuns al invertorului cu alimentare în curent se manifestă la pornire, cînd inductanţa de intrare L_3 nu are suficientă energie acumulată care să permită alimentarea corectă a invertorului. În asemenea cazuri, se prevede un contactor static cu stingere forţată care se conectează la început şuntînd invertorul, pentru a încărca inductanţa de intrare cu energie şi cînd curentul prin L_S a ajuns la valoarea nominală se porneşte comutarea propriu-zisă a invertorului. Timpul t_r este măsurat şi comparat cu valoarea necesară, diferenţele fiind introduse intr-o buclă de reglare automată a decalajului.

Invertoarele cu comutare prin sarcină rezonantă se folosesc de obicei în electrotermie, la frecvenţe pe cît posibil mai ridicate. Deoarece defazajul ψ nu poate depăşi de regulă 30°...40°, condiţia (6.76) indică limita superioară a frecvenţei ce poate fi obţinută cu un tip de tiristor avînd un timp de comutare t_q de valoare dată. Frecvenţa limită poate fi crescută prin structuri de punte cu ramuri multiple, comutate secvenţial astfel încît timpul de polarizare inversă a fiecărui tiristor să nu mai fie limitat la o fracţiune din semiperioade de oscilaţie, ci să reprezinte una sau chiar mai multe semiperioade.

Un exemplu este arătat în figura 6.51 în care structura este o semipunte cu ramura contactoarelor triplată. Circuitul rezonant serie este

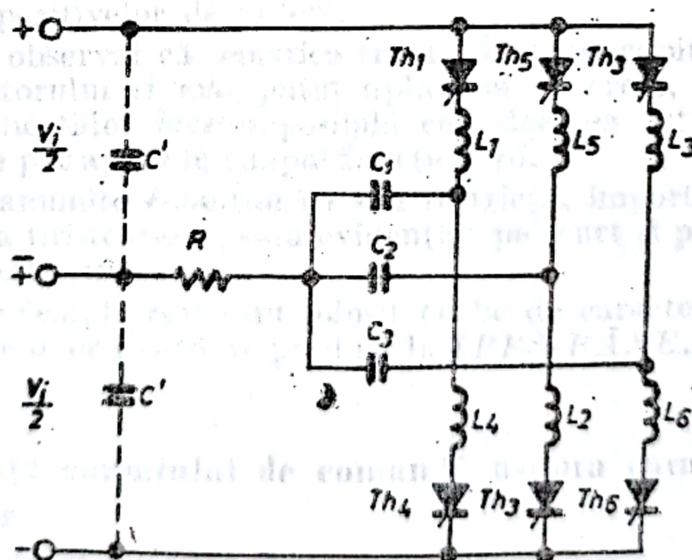


Fig. 6.51. Invertor cu comutaţie prin sarcină, triplor de frecvenţă.

constituit din rezistența consumatoare (rezistența reflectată de inductorul sistemului de încălzire) și, consecutiv în fiecare semiperioadă de inductanțele $L_1 \ldots L_6$, respectiv în fiecare perioadă de condensatoarele $C_1 \ldots C_3$. Secvența de comandă a tiristoarelor corespunde cu numerotarea lor. Prin comanda tiristorului Th_1 se efectuează o semiperioadă de oscilație proprie a circuitului L_1C_1R după care Th_1 se blochează și condensatorul C_1 rămîne încărcat pînă la intrarea în conducție a tiristorului Th_4, deci pe durata a încă două semiperioade. Deoarece factorul de calitate al circuitelor identice conectate la fiecare tact este sensibil mai mare decît 1, tensiunea de încărcare a condensatoarelor este superioară celei a sursei de alimentare, ceea ce permite polarizarea inversă a fiecărui tiristor timp de aproximativ 2,5 semiperioade de oscilație.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. Dan, A. Moseanu*, **Redresoare cu semiconductoare**, Editura Tehnică, București, 1975.
2. *G. J. Scoles*, **Handbook of Rectifier Circuits**, J. Wiley, New York, 1980.
3. *R. Wells*, **Solid State Power Rectifiers**, Granada, London, 1982.
4. *S. B. Dewan, A. Straughen*, **Power Semiconductor Circuits**, J. Wiley, New York, 1975.
5. *B. R. Pelly*, **Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters**, J. Wiley, New York, 1971.
6. *B. D. Bedford, R. G. Hoft*, **Principles of Inverter Circuits**, J. Wiley, New York, 1964.
7. *D. Finney*, **The Power Thyristor and its Applications**, Mc Graw Hill, London, 1980.
8. * * * **VEM Handbuch Leistungselektronik**, VEB Verlag Technik, Berlin, 1983.
9. *M. Bodea ș.a.*, **Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. IV**, Editura Tehnică București, 1985.

7 Probleme critice în utilizare

Acest capitol își propune să familiarizeze cititorul cu aspecte mai puțin comentate ale practicii folosirii tiristoarelor, denumite generic *probleme critice*. Se consideră ca fiind critice acele evenimente care intervin *probabilist* în funcționarea tiristoarelor și conduc la degradarea — parțială sau totală — a parametrilor funcționali ai acestora. Sînt comentate următoarele grupuri de probleme:

— regimul de comandă pe poartă și influența acestuia asupra caracteristicilor tiristoarelor;

— funcționarea tiristoarelor grupate în serie și în paralel, împreună cu condițiile de echilibrare a tensiunilor, respectiv curenților;

— protecția tiristoarelor la supratensiuni și supracurenți;

— regimul termic al tiristoarelor și alegerea sistemelor de răcire ale acestora.

Tratarea problemelor enunțate urmărește punerea în evidență a acelor *parametri de catalog cărora utilizatorul trebuie să le acorde o atenție specială* deoarece acești parametri sînt fundamentali în sensul că determină fiabilitatea dispozitivelor de putere.

Trebuie observat că tematica tratată în acest capitol are un caracter specific tiristorului și mai puțin aplicației concrete, deoarece numărul imens al aplicațiilor face imposibilă considerarea tuturor situațiilor de excepție care pot apare în timpul funcționării.

Pentru anumite condiționări sau restricții, importante pentru buna funcționare a tiristoarelor, s-au evidențiat pe scurt și procesele fizice care motivează restricțiile.

Pentru exemplificări s-au folosit curbe de caracteristici și valori de parametri ale unor tiristoare produse la *IPRS-BĂNEASA*.

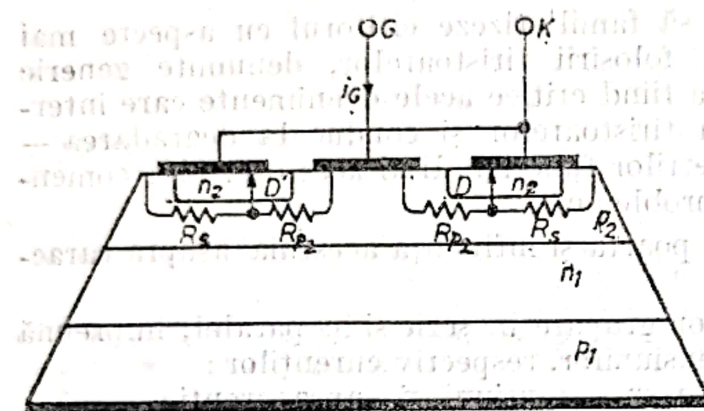
7.1. Influența curentului de comandă asupra caracteristicilor tiristoarelor

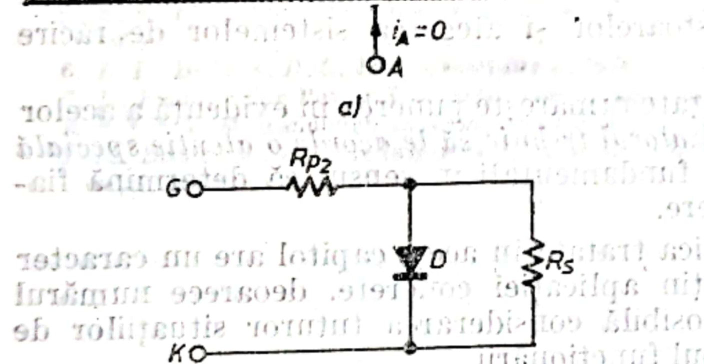
Trecerea tiristorului din starea de blocare în cea de conducție se face prin aplicarea unui semnal electric de mică putere pe electrodul de poartă. *Proprietățile semnalului de comandă și ale circuitelor care-l generează influențează hotărîtor posibilitățile tiristorului de a controla puterea pe sarcină.*

Un tiristor se amorsează ferm dacă impedanța generatorului de poartă și impedanța din circuitul anodic sînt corelate cu caracteristica de poartă determinată de proprietățile fizice de aprindere ale tiristorului.

7.1.1. Caracteristicile de poartă ($I_G - V_G$). Forma impulsului de comandă corelată cu aplicația

Caracteristica de poartă $I_G - V_G$ este strîns legată de geometriile orizontală și verticală ale structurii de tiristor. Pentru a fixa ideile se va considera o structură simplă, cu poartă centrală (vezi figura 7.1). Se presupune pentru început că terminalul anodic al tiristorului este neconectat.





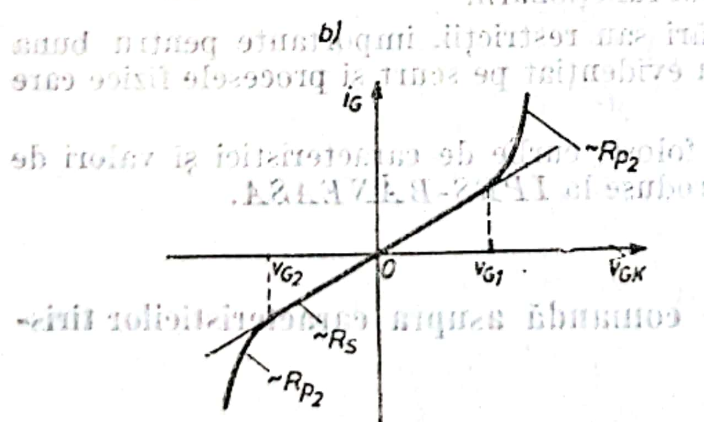


Fig. 7.1. Caracteristica tipică de poartă a tiristorului cu anodul în gol. (*a*) Geometria verticală a structurii; (*b*) Modelul electric echivalent poartă-catod; (*c*) Curba $i_G - v_{GK}$ pentru tiristorul cu anodul în gol ($i_A = 0$).

Pentru $V_{GK} > 0$ curentul curge prin rezistența distribuită a zonei din vecinătatea porții și joncțiunea poartă-catod, polarizată direct. Dacă $V_{GK} > V_{G1}$ joncțiunea poartă-catod este deschisă pe întreaga sa suprafață și şuntează rezistența distribuită R_s a stratului lateral p îndepărtat de poartă. Rezistența echivalentă este R_{p2}.

Pentru $V_{GK} < 0$ curentul curge prin stratul lateral p pe sub joncțiunea de poartă invers polarizată. Rezistența R_{p2} este mult mai mică decît rezistența R_s deoarece distanța dintre metalizarea porții și marginea apropiată a difuziei de catod este mai mică decît lungimea radială a difuziei măsurată înspre catod. Astfel panta caracteristicii este dată practic de R_s. Pentru $|V_{GK}| > |V_{G2}|$, joncțiunea intră în străpungere și şuntează R_s. Rezistența echivalentă a porții este dată acum de R_{p2}.

Deoarece orice structură de tiristor conține şunturi de catod pentru mărirea capabilității în dv/dt, modelul electric

echivalent de principiu din figura 7.1.*b* se completează ca în figura 7.2, ţinîndu-se seama de caracterul distribuit al joncţiunii poartă-catod. În figura 7.2 rezistenţele R_1, R_2, ... R_n modelează rezistenţele distribuite ale stratului p_2 dintre difuziile de catod şi de sub joncţiunile poartă-catod.

Odată cu trecerea prin circuitul anodic a unui curent, se iniţiază procesul fizic de reacţie pozitivă care corespunde amorsării tiristorului (vezi figura 7.3).

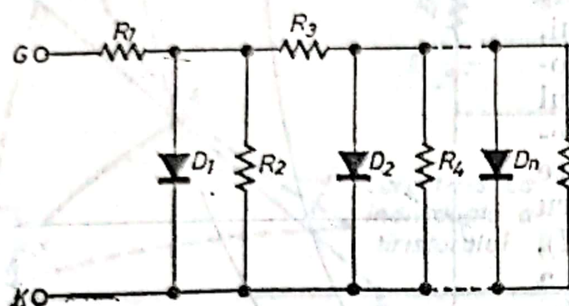


Fig. 7.2. Circuitul electric echivalent poartă-catod pentru structura cu şunturi de catod.

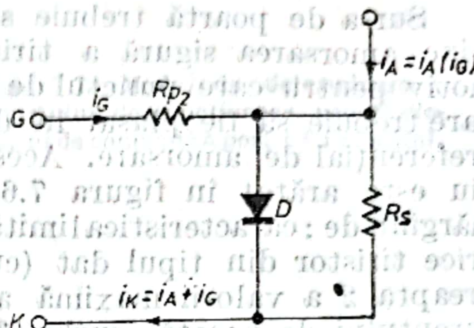


Fig. 7.3. Circuitul echivalent poartă-catod pentru tiristorul în conducţie ($i_A = i_A(i_G)$).

Curentul prin terminalul de catod este $I_A + I_G$ astfel că tensiunea V_{GK} creşte mai repede decît în cazul $I_A = 0$ (vezi curba plină din figura 7.4). Deoarece curentul prin joncţiunea de poartă este furnizat acum din ce în ce mai mult de curentul anodic, rezistenţa de semnal mic a porţii scade pînă la zero [1]. În punctul A, în care caracteristica porţii intersectează

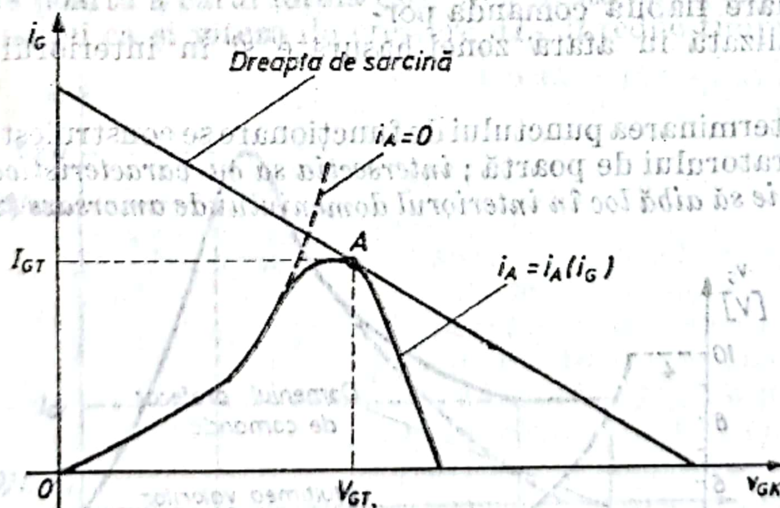


Fig. 7.4. Caracteristica de poartă în timpul amorsării tiristorului.

dreapta de sarcină a generatorului de poartă, are loc amorsarea tiristorului. Cînd tiristorul se află în conducţie caracteristica $I_G - V_G$ arată ca în figura 7.5.

Poarta se găseşte practic la potenţialul anodului şi se comportă ca o sursă a cărei tensiune este egală cu căderea de tensiune pe joncţiunea poartă-catod la curentul anodic respectiv. Dacă sursa externă de tensiune este scurtcircuitată sau îşi schimbă polaritatea, prin poartă va

circula un curent negativ care scoate din conducție zona laterală a joncțiunii poartă-catod din vecinătatea porții, micșorînd astfel aria efectivă de curgere a curentului anodic. *Ca urmare, se poate produce degradarea tiristorului prin creșterea puterii disipate. Utilizatorul trebuie să proiecteze circuitul de poartă astfel încît să evite apariția acestei situații.*

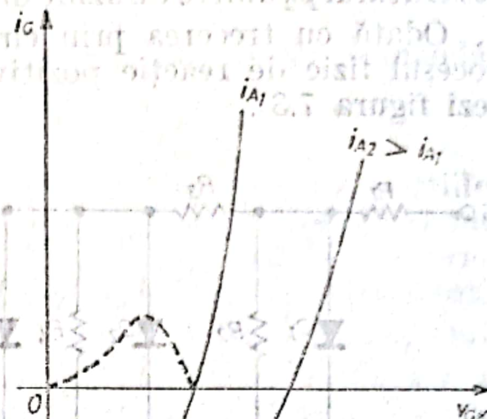


Fig. 7.5. Caracteristica de poartă pentru tiristorul în conducție. Linia punctată reprezintă caracteristica de poartă în timpul amorsării.

Sursa de poartă trebuie să determine amorsarea sigură a tiristorului, motiv pentru care punctul de funcționare trebuie să fie plasat în domeniul preferențial de amorsare. Acest domeniu este arătat în figura 7.6 și este mărginit de: caracteristica limită pentru orice tiristor din tipul dat (curba *1*), dreapta *2* a valorii maximă admisă a curentului de poartă, curba *3* de putere disipată maximă admisă pe poartă, dreapta *4* a valorii maxime permise a tensiunii de poartă și regiunea hașurată. Limitarea curentului de poartă este impusă de densitatea curentului prin conexiunea de poartă. Aria hașurată conține valorile minime posibile (I_{GT}, V_{GT}) pe toată plaja temperaturilor de funcționare, a oricărui tiristor din familia respectivă. Pentru a se obține o funcționare fiabilă comanda porții trebuie realizată în afara zonei hașurate și în interiorul domeniului de comandă.

Pentru determinarea punctului de funcționare se construiește dreapta de sarcină a generatorului de poartă; *intersecția sa cu caracteristica $I_G - V_G$ individuală trebuie să aibă loc în interiorul domeniului de amorsare* (vezi fig. 7.7),

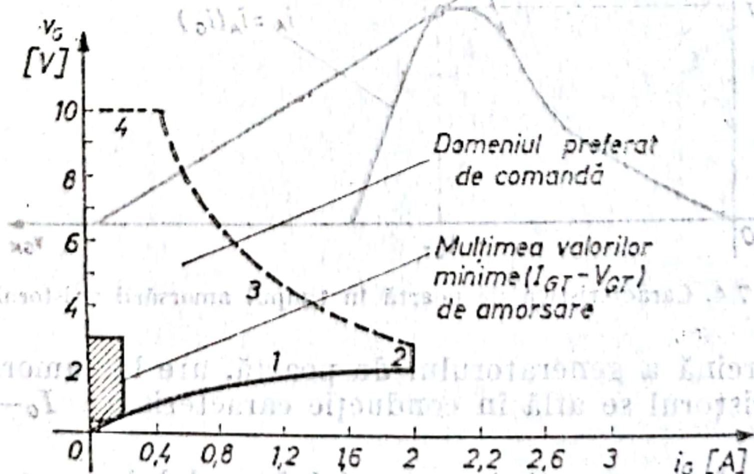


Fig. 7.6. Domeniul punctelor de amorsare (v_G, i_G) a unui tiristor. În figură se indică valorile tipice corespunzătoare unui tiristor de 30 A.

cît mai aproape de curba puterii disipate. Dacă tensiunea sursei este variabilă în timp, atunci dreapta de sarcină va baleia mai multe puncte ale domeniului, fără a depăși limitele acestuia. Valorile puterii

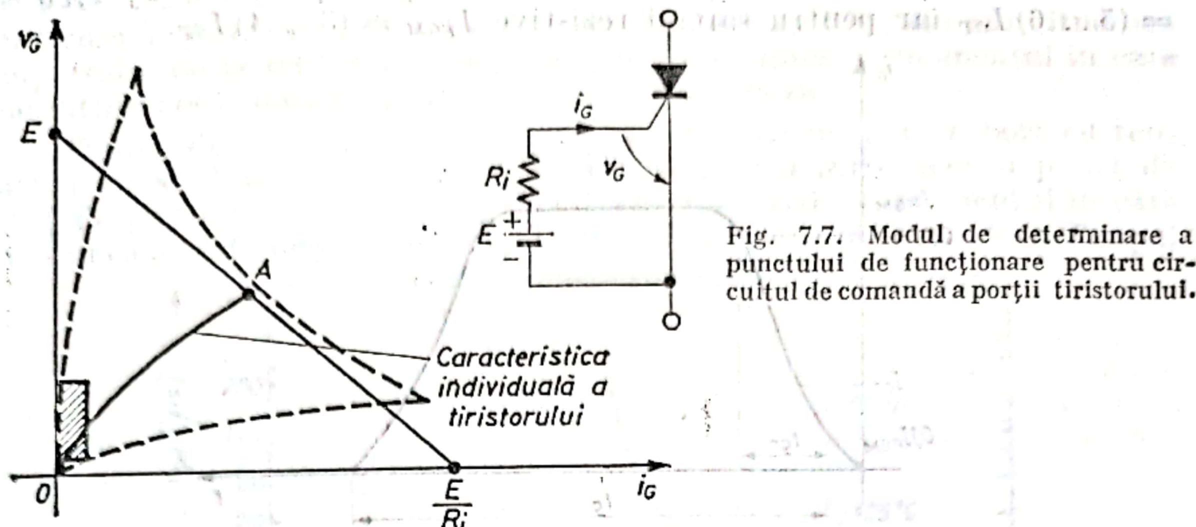


Fig. 7.7. Modul de determinare a punctului de funcționare pentru circuitul de comandă a porții tiristorului.

disipate pe poarta tiristorului se vor limita la puterea maximă admisă astfel: puterea continuă în cazul amorsării cu curent continuu; puterea de vîrf la comanda cu un singur impuls de poartă; puterile medie și de vîrf în cazul amorsării cu tren de impulsuri. Se menționează că un impuls de comandă pe poartă a cărui durată este mai mare de 100 μs se consideră continuu întrucît, după acest interval de timp tiristorul se găsește practic într-un regim static [1] de funcționare.

În majoritatea aplicațiilor cu tiristoare se preferă amorsarea acestora cu un impuls de poartă a cărui formă este prezentată în figura 7.8. Supracreșterea impulsului ca și viteza de creștere dI_G/dt reduc timpul de întîr-

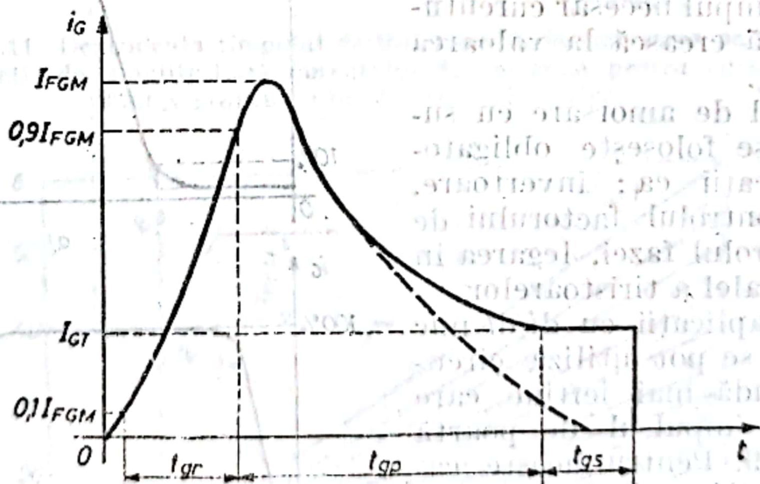


Fig. 7.8. Formă de undă a impulsului curentului de poartă pentru amorsarea tiristorului cu comandă „tare".

ziere la amorsare al tiristorului. La sfîrșitul acestui timp a intrat în conducție doar o mică arie din jurul porții astfel că densitatea curentului anodic este mare și deci pierderile de putere sînt considerabile, dar tind către zero pe măsură ce aria efectivă de conducție crește. Ca urmare, *în aplicațiile în care di/dt este mare (zeci de A/μs) un impuls de poartă fără*

supracreștere sau cu o pantă mică va duce la concentrarea curentului în jurul porții pe o durată lungă și la distrugerea tiristorului prin supraîncălzire.

Mărimea absolută a supracreșterii depinde de natura sarcinii din circuitul anodic. Pentru sarcini inductive și capacitive [2] $I_{FGM} = (5\ldots6)I_{GT}$ iar pentru sarcini rezistive $I_{FGM} = (3\ldots4)I_{GT}$.

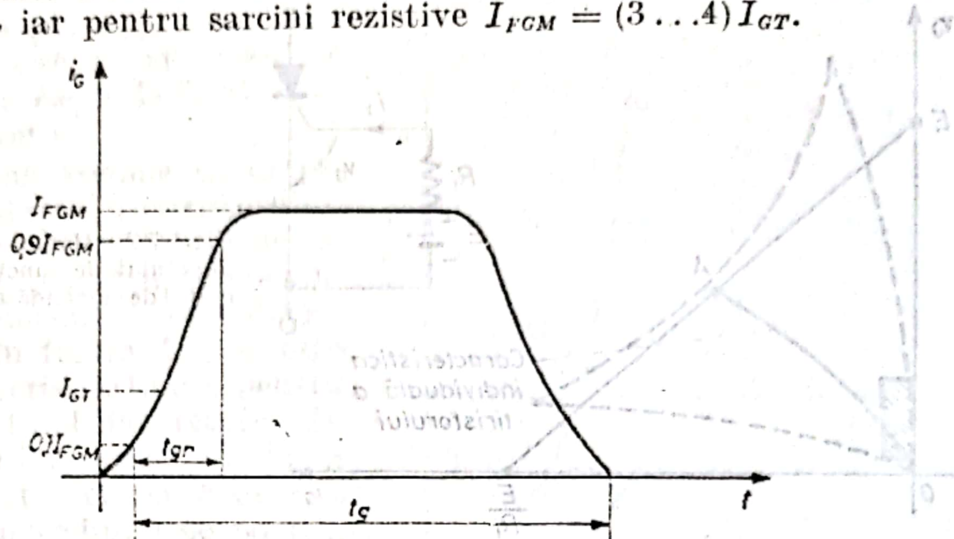


Fig. 7.9. Formă de undă a impulsului curentului de poartă pentru amorsarea tiristorului cu comandă „slabă".

Uzual timpul de creștere are valoarea $t_{gr} = 1$ µs cu o pantă $dI_G/dt = 1$ A/µs. Pentru a mări viteza de împrăștiere a conducției durata supracreșterii trebuie să fie de ordinul a 20 µs.

Palierul impulsului de poartă trebuie să asigure amorsarea tiristorului în condiția cea mai defavorabilă de temperatură scăzută. Durata palierului va fi mai mare decît timpul necesar curentului anodic să crească la valoarea de acroșaj I_L.

Impulsul de amorsare cu supracreștere se folosește obligatoriu în aplicații ca: invertoare, choppere, controlul factorului de putere, controlul fazei, legarea în serie sau paralel a tiristoarelor.

Pentru aplicații cu di/dt mic (cîțiva A/µs) se pot utiliza circuite de comandă mai ieftine care să genereze impulsul de poartă din figura 7.9. Pentru aceste cazuri parametrii impulsului de poartă, numit și „slab", trebuie să fie: $I_{FGM} = (2\ldots3)\ I_{GT}$; $t_{gr} = 1$µs; $dI_G/dt > 0{,}5$ A/µs, $t_g > 20$ µs. Exemple de astfel de aplicații sînt: redresoarele comandate, circuitele de încălzire, circuitele pentru reglarea intensității luminii, etc.

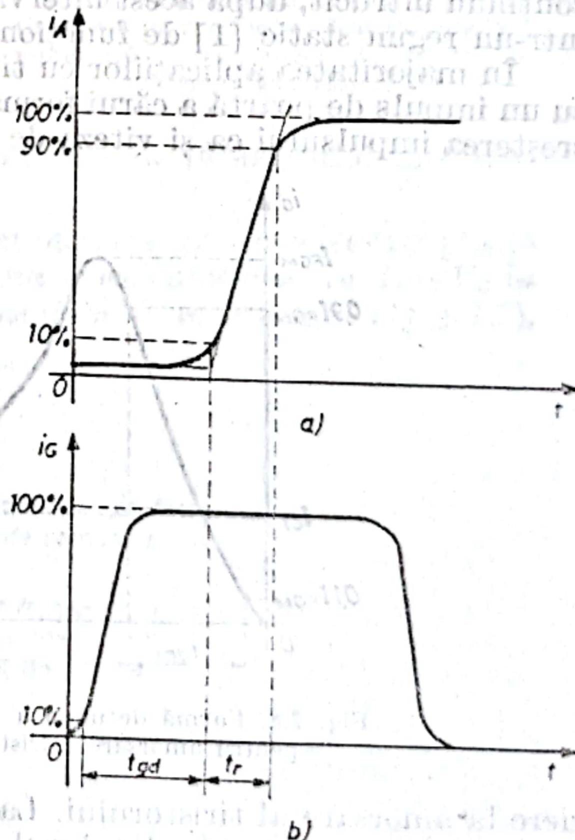


Fig. 7.10. Formele de undă ale curentului anodic (*a*) și curentului de comandă pe poartă (*b*) pentru definirea timpului de întîrziere la amorsare.

7.1.2 Viteza de amorsare. Întîrzierea la amorsare

Tiristorul intră în conducţie cu o anumită întîrziere faţă de momentul aplicării comenzii pe poartă. Timpul de întîrziere, notat t_{gd}, este definit în figura 7.10, ca fiind intervalul între punctul de 10% din amplitudinea impulsului de poartă, considerat pe frontul anterior, şi momentul în care curentul anodic creşte la 10% din amplitudinea sa.

Timpul de întîrziere la amorsare se poate defini şi în raport cu tensiunea anodică a tiristorului ca durata măsurată între acelaşi punct de 10% de pe frontul crescător al impulsului de poartă şi momentul în care tensiunea directă de blocare scade la 90% din valoarea sa maximă. Timpul

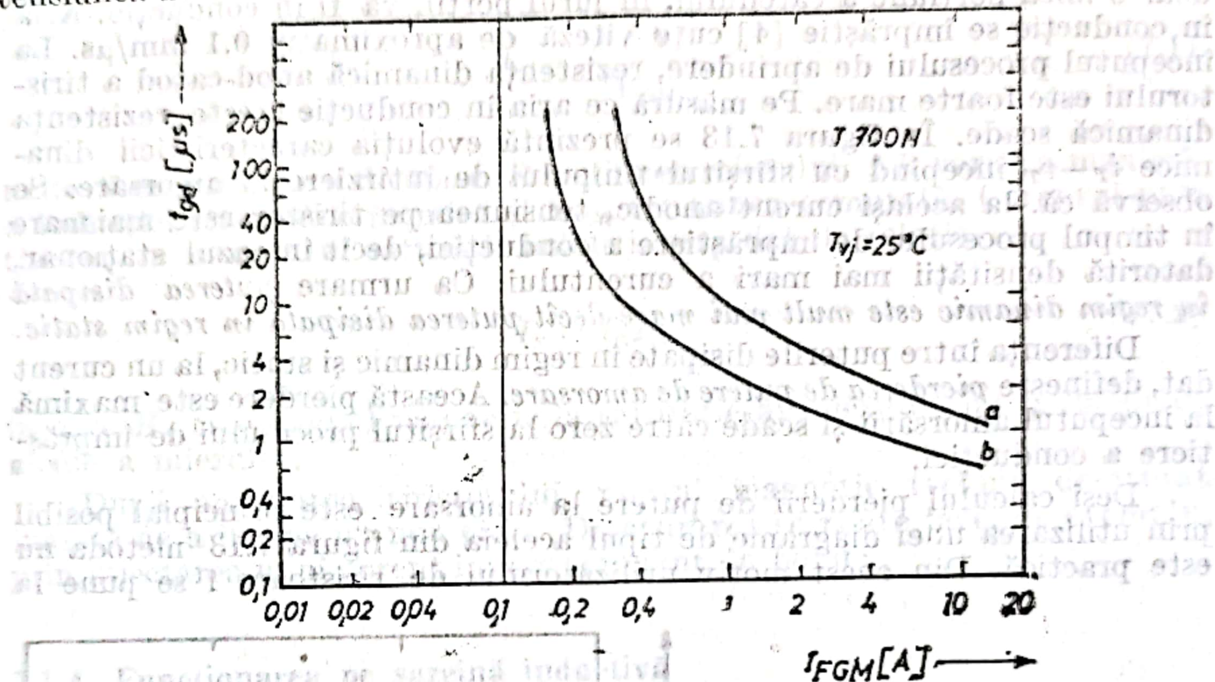


Fig. 7.11. Dependenţa timpului de întîrziere [3] la amorsarea pe poartă în funcţie de amplitudinea curentului de comandă pentru tiristorul T700*N* : (*a*) curba limită ; (*b*) curba tipică.

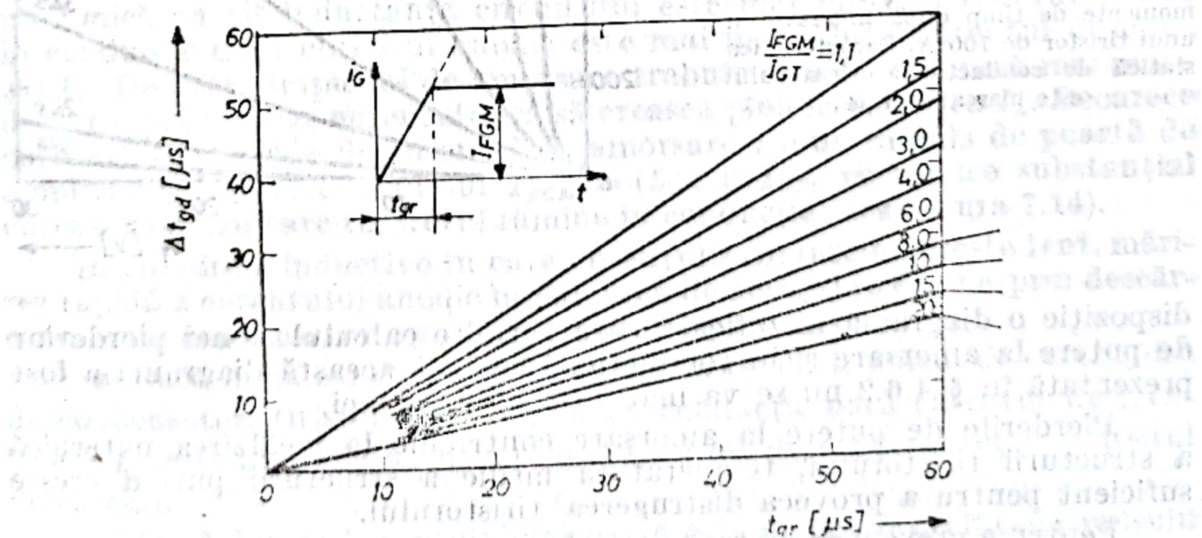


Fig. 7.12. Dependenţa timpului de întîrziere [2] la amorsarea pe poartă în funcţie de timpul de creştere al impulsului de comandă.

în care curentul anodic crește de la 10% la 90% din valoarea finală este numit *timp de intrare în conducție* (vezi figura 7.10) și se adaugă timpului t_{gd}, rezultînd *timpul total de întîrziere la amorsare*.

Micșorarea întîrzierii la amorsare se face prin creșterea amplitudinii impulsului de comandă (figura 7.11 [3]) sau prin micșorarea duratei frontului impulsului de comandă (figura 7.12).

7.1.3. Funcționarea la (di/dt) mare. Pierderi de putere la amorsare

După un timp egal cu $t_{gd} + t_r$ de la aplicarea impulsului de poartă, doar o mică porțiune a catodului, în jurul porții, va fi în conducție. Aria în conducție se împrăștie [4] cu o viteză de aproximativ 0,1 mm/μs. La începutul procesului de aprindere, rezistența dinamică anod-catod a tiristorului este foarte mare. Pe măsură ce aria în conducție crește, rezistența dinamică scade. În figura 7.13 se prezintă evoluția caracteristicii dinamice $i_T - v_T$ începînd cu sfîrșitul timpului de întîrziere la amorsare. Se observă că, la același curent anodic, tensiunea pe tiristor este mai mare în timpul procesului de împrăștiere a conducției, decît în cazul staționar, datorită densității mai mari a curentului. Ca urmare *puterea disipată în regim dinamic este mult mai mare decît puterea disipată în regim static.*

Diferența între puterile disipate în regim dinamic și static, la un curent dat, definește *pierderea de putere de amorsare*. Această pierdere este maximă la începutul amorsării și scade către zero la sfîrșitul procesului de împrăștiere a conducției.

Deși calculul pierderii de putere la amorsare este principial posibil prin utilizarea unei diagrame de tipul aceleia din figura 7.13 metoda nu este practică. Din acest motiv utilizatorului de tiristoare i se pune la

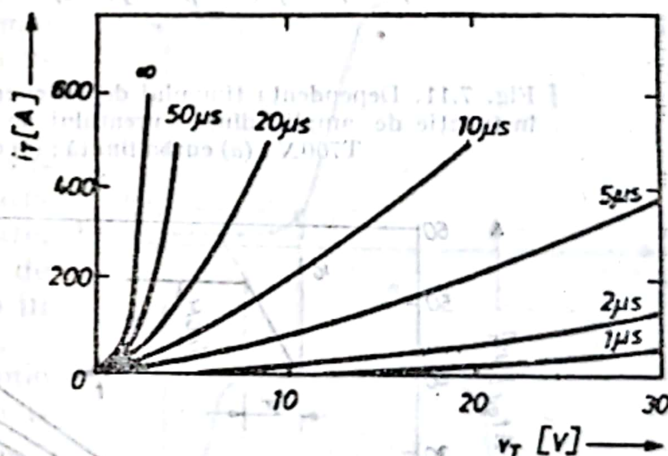


Fig. 7.13. Caracteristica dinamică de aprindere a tiristorului [4] la diferite momente de timp după amorsare a unui tiristor de 100 A. Caracteristica statică de conducție a tiristorului este marcată cu ∞.

dispoziție o diagramă modificată care permite calculul sumei pierderior de putere la amorsare și în conducție. Deoarece această diagramă a fost prezentată în § 4.6.2 nu se va mai insista asupra ei.

Pierderile de putere la amorsare contribuie la încălzirea puternică a structurii tiristorului, temperatura medie a structurii putînd crește suficient pentru a provoca distrugerea tiristorului.

Pentru a preveni creșterea excesivă a temperaturii structurii în timpul amorsării, *viteza de creștere a curentului anodic* (di_T/dt) *trebuie limitată*

la valori nepericuloase. Utilizatorul va alege tiristorul care are capabilitatea în (di_T/dt) mai mare decît cea din schema de funcționare. Pentru o funcționare fiabilă, este absolut necesar ca poarta să fie comandată cu impuls „tare".

Un alt procedeu pentru limitarea pierderilor de putere la amorsare îl constituie *folosirea unei inductanțe saturabile în serie cu tiristorul* [4]. La amorsare curentul prin tiristor este limitat la valoarea de saturare magnetică a inductanței. Bobina trebuie astfel proiectată încît saturația magnetică să fie atinsă după terminarea întîrzierii la amorsare. Tensiunea comutată de tiristor la amorsare este preluată de bobină, astfel că timpul de intrare în saturație magnetică este

$$t_s = \frac{NS\Delta B}{V_{DM}} \tag{7.1}$$

unde N este numărul de spire, S secțiunea miezului, ΔB variația maximă a inducției magnetice în miez și V_{DM} tensiunea comutată. Curentul prin tiristor, în momentul saturării bobinei, este dat de relația

$$I_S = l_m H_S \tag{7.2}$$

în care H_S este cîmpul magnetic la saturație al miezului, iar l_m lungimea medie a miezului.

După amorsarea tiristorului, miezul magnetic trebuie desaturat înainte de a începe un nou ciclu. Desaturarea se poate face, de exemplu, prin injectarea unui curent invers rezonant în bobină.

7.1.4. Funcționarea pe sarcină inductivă

Dacă sarcina tiristorului este dominant inductivă, trecerea în conducție este caracterizată prin viteza de creștere a curentului anodic, cu atît mai mică cu cît inductanța circuitului este mai mare. Tiristorul rămîne în conducție dacă curentul anodic este mai mare decît curentul de acroșaj I_L. De aceea impulsul de amorsare trebuie să aibă o durată mai mare decît timpul necesar curentului ca să crească pînă la valoarea I_L. Deoarece curentul I_L depinde de curentul de amorsare I_G, un impuls de poartă de amplitudine mare, de ordinul $I_{FGM} = (5...6)I_{GT}$, va reduce substanțial curentul pentru care tiristorul rămîne în conducție (vezi figura 7.14).

În circuitele inductive în care curentul prin sarcină crește lent, mărirea rapidă a curentului anodic la valoarea de acroșaj se obține prin descărcarea unui condensator conectat în paralel pe tiristor.

- Dacă impulsul de poartă este mai *scurt* decît pulsul de curent dat de condensator, tiristorul va rămîne în conducție dacă curentul de menținere I_H este mai mic decît curentul furnizat de condensator la sfîrșitul descărcării.

- Dacă durata impulsului de poartă este mai *mare* decît cea a pulsulu de curent dat de condensator, tiristorul rămîne în conducție dacă curentul

anodic la sfîrşitul impulsului de amorsare este mai mare decît valoarea de acroşaj I_L.

Se constată că ieşirea tiristorului din conducţie, după terminarea impulsului de poartă, este cauzată sau de curentul de menţinere sau de cel de acroşaj.

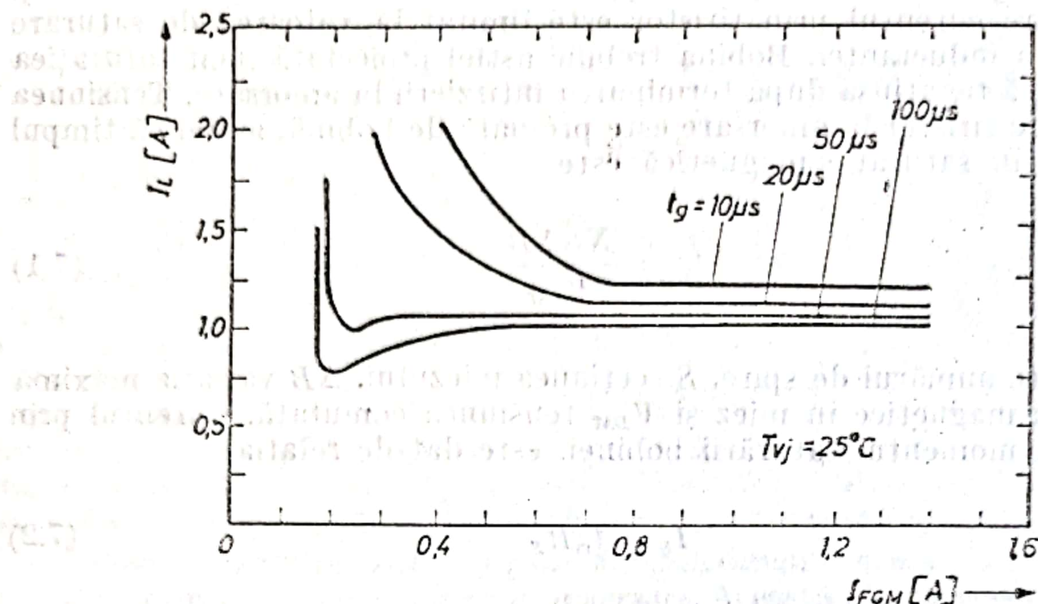


Fig. 7.14. Dependenţa curentului de acroşaj, I_L, în funcţie de amplitudinea curentului de comandă a porţii [2]. Parametrul este durata impulsului de comandă.

7.1.5. Curentul de poartă pe durata blocării în invers

Polarizarea porţii în timpul blocării în invers creşte curentul rezidual prin tiristor şi deci puterea disipată. Suplimentul de putere trebuie inclus în puterea totală disipată de tiristor, pentru a putea asigura menţinerea temperaturii joncţiunii în limitele admise. Sînt situaţii în care, în timpul blocării inverse, apare un curent de poartă din cauza configuraţiei particulare a schemei electrice. Aşa este cazul, de exemplu, a două tiristoare cu porţile legate în paralel. Dacă tensiunile anodice sînt în opoziţie de fază, atunci prin poarta tiristorului blocat cu tensiune negativă circulă curentul datorat tensiunii de poartă a tiristorului în conducţie. Cînd tensiunea anodică a tiristorului blocat devine pozitivă acesta poate intra imediat în conducţie prin amorsare parazită datorită sarcinii stocate în zona p.

Puterea suplimentară disipată în invers este micşorată dacă se foloseşte un circuit de limitare rezistenţă-diodă în serie conectat între poartă şi anodul tiristorului şi care atenuează tensiunile pozitive de poartă în cazurile cînd anodul devine negativ.

Un alt procedeu simplu de a limita puterea suplimentară a curentului rezidual datorat tensiunii pozitive de poartă constă în inserierea, în circuitul anodic al tiristorului, a unei diode cu un curent invers mai mic. În acest fel tensiunea totală inversă va fi repartizată în măsură mai mare diodei, reducînd puterea inversă disipată pe tiristor.

7.1.6. Curent negativ de comandă. Efectul *GAT* (Gate-Assisted Turn-off)

Pentru anumite aplicaţii este necesară ***micşorarea intervalului de timp după care tiristorul poate suporta tensiune directă de blocare, dezamorsarea fiind produsă prin întreruperea curentului în circuitul anodic.*** Deoarece specificul aplicaţiei este dat de valoarea redusă a tensiunii inverse, folosirea tiristoarelor rapide nu este avantajoasă datorită creşterii timpului de dezamorsare prin comutarea circuitului, t_q, odată cu scăderea tensiunii inverse.

Efectul GAT constă în micşorarea timpului t_q prin extragerea unui curent din poarta tiristorului, în timp ce acesta este blocat cu o tensiune inversă de valoare scăzută. (Se reaminteşte faptul că în acest caz stingerea tiristorului nu se face pe poartă). Micşorarea timpului de dezamorsare prin injectarea unui curent negativ în poartă este posibilă deoarece în acest fel se extrage o parte din sarcina stocată de joncţiunea catodului. Pentru a face ca influenţa porţii asupra unei zone cît mai extinse în jurul ei să fie cît mai eficientă, se recurge la o geometrie interdigitată a catodului. De asemenea, nu se mai introduc şunturile de catod care ar anula efectul dorit.

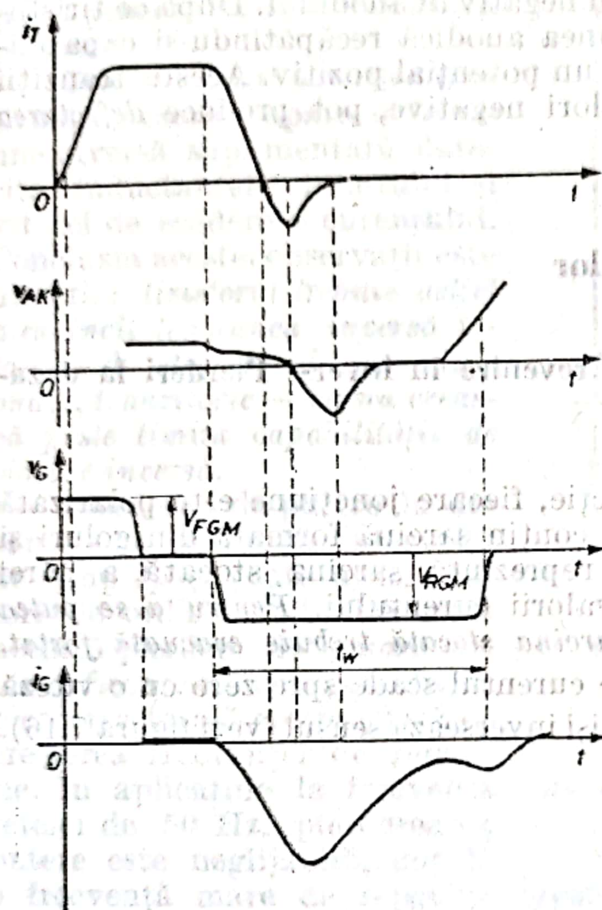


Fig. 7.15. Formele de undă care corespund procesului de stingere al tiristorului *GATT* (*gate assisted turn-off thyristor*).

În figura 7.15 sînt prezentate formele de undă caracteristice, corespunzătoare stingerii tiristorului. Valoarea curentului de poartă depinde de mărimea sarcinii stocate şi extrase din joncţiunea de catod a tiristorului. Pe durata t_W a impulsului negativ de poartă tensiunea V_{RGM} nu trebuie să depăşească valoarea de străpungere.

7.1.7. Efectul curentului anodic asupra circuitului de poartă

În § 7.1.1. a fost prezentat efectul curentului anodic asupra caracteristicii $I_G - V_G$. În cele ce urmează se vor pune în evidenţă două efecte noi

- Atunci cînd tiristorul este blocat, între terminalul porţii şi catod apare o diferenţă de potenţial datorită curentului de blocare anod-catod. Tensiunea poartă-catod are aceeaşi polaritate ca şi tensiunea de blocare anod-catod. Tensiunea inversă poartă-catod poate ajunge la valoarea de străpungere, în funcţie de mărimea rezistenţei distribuite R_s corespunzătoare stratului *p* de sub joncţiunea catodului (vezi figura 7.1).

Dacă în cursul unui regim tranzitoriu tensiunea inversă anodică depăşeşte valoarea de avalanşă, joncţiunea tiristorului nu mai blochează iar energia tranzitorie se aplică joncţiunii de poartă şi circuitului de comandă [1].

• În conducţie, poarta şi anodul sînt aproape la acelaşi potenţial Dacă tiristorul este scos din conducţie printr-un impuls negativ de tensiune, poarta va trece spre potenţialul negativ al anodului. După ce tiristorul este capabil să blocheze, joncţiunea anodică recăpătîndu-şi capabilitatea de blocare, poarta va reveni la un potenţial pozitiv. Aceste tranziţii ale tensiunii poartă-catod, spre valori negative, pot produce *defectarea circuitului extern de poartă.*

7.2. Stingerea forţată a tiristoarelor

7.2.1. Sarcina stocată. Curentul de revenire în invers. Pierderi la dezamorsare

Cînd tiristorul se află în conducţie, fiecare joncţiune este polarizată direct iar cele două regiuni de bază conţin sarcină formată din goluri şi electroni. Această sarcină în exces reprezintă sarcina stocată, a cărei mărime creşte odată cu creşterea valorii curentului. *Pentru a se putea controla momentele de reamorsare sarcina stocată trebuie evacuată forţat.* În timpul procesului de dezamorsare curentul scade spre zero cu o viteză impusă de circuitul anodic, după care îşi inverseaza sensul (vezi figura 7.16).

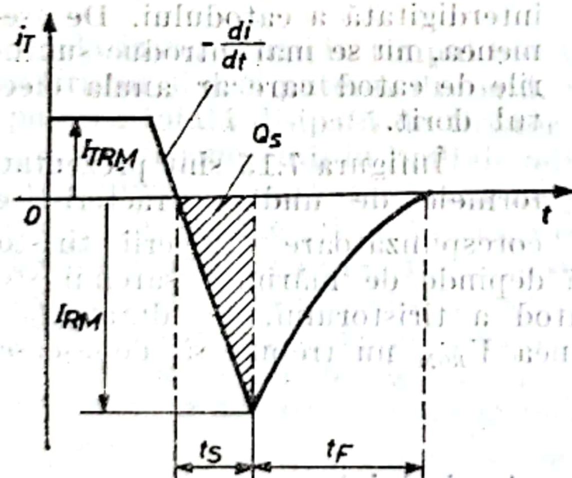


Fig. 7.16. Forma de undă a curentului anodic la stingerea unui tiristor.

Curentul invers anod-catod se datorește în principal injecţiei de goluri în baza n de către joncţiunea centrală, atunci cînd tiristorului i se aplică o tensiune inversă. Sarcina stocată Q_S, evacuată în procesul de revenire, şi curentul I_{RM} sînt legate între ele prin relaţia

$$I_{RM} = \left[2\left|-\frac{di}{dt}\right|Q_S\right]^{1/2} \tag{7.3}$$

obținută din interpretarea sarcinii Q_S ca arie a triunghiului dreptunghic hașurat. În momentul în care curentul ajunge la valoarea I_{RM}, joncțiunile de anod și catod sînt blocate și începe procesul de revenire a joncțiunii centrale, astfel că tensiunea pe tiristor este practic nulă. În figura 7.17 sînt prezentate forme de undă tipice care corespund procesului de comutație a tiristorului.

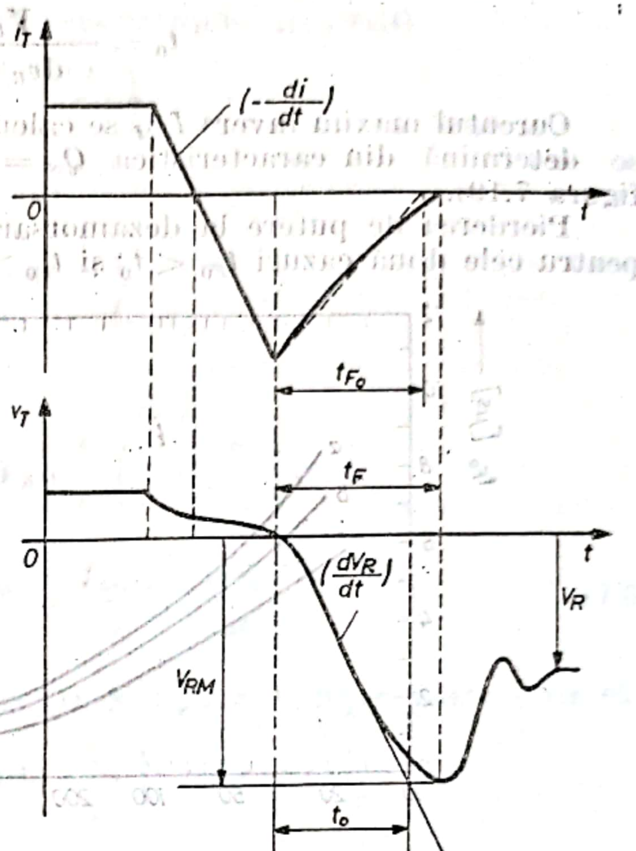


Fig. 7.17. Formele de undă ale curentului anodic și tensiunii anod-catod în procesul de stingere al unui tiristor.

Trebuie observat că în multe situații practice apare o tensiune inversă suplimentară datorită inductanței circuitului și vitezei de scădere a curentului. Concluzia acestei observații este directă: *tiristorul trebuie astfel ales încît tensiunea inversă totală — de stingere și cea adițională, tranzitorie — să nu crească peste limita capabilității de blocare inversă.*

Pierderea de putere la dezamorsare apare în intervalul de timp t_F și poate atinge valori de ordinul kW. Deoarece această pierdere de putere are loc în fiecare ciclu de comutație, pierderea totală crește odată cu creșterea frecvenței de repetiție. În aplicațiile la frecvența rețelei de 50 Hz, pierderea de putere este neglijabilă, dar la o frecvență mare de repetiție (peste 400 Hz) trebuie luată în considerare.

În principiu, utilizatorul ar putea calcula pierderea de putere cu relația

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_F}\int_{t_F} i_R(t)\, v_R(t)\, \mathrm{d}t\,; \qquad (7.4)$$

acest calcul este însă greu de realizat datorită dificultăților de măsurare a dependențelor $i_R(t)$ și $v_R(t)$.

Soluția pragmatică de simplificare a calculului recurge la liniarizarea caracteristicilor $i_R = i_R(t)$ și $v_R = v_R(t)$. Astfel, în regiunea de revenire, forma curentului invers se aproximează cu o dreaptă (linia punctată) care intersectează curba în punctul de 10% din valoarea finală de blocare în invers. Intersecția acestei drepte cu abscisa delimitează intervalul t_{FO}. Fabricantul de tiristoare dă în foaia de catalog curba $t_{FO} = t_{FO}(\mathrm{d}V_R/\mathrm{d}t)$, a cărei alură este prezentată [4] în figura 7.18 pentru cîteva tipuri de tiristoare produse la IPRS- Băneasa.

Liniarizarea caracteristicii $v_R = v_R(t)$ în intervalul de revenire conduce la definirea duratei t_0 :

$$t_0 = \frac{V_{RM}}{|dv_R/dt|}. \tag{7.5}$$

Curentul maxim invers I_{RM} se calculează cu formula (7.3) în care Q_S se determină din caracteristica $Q_S = Q_S(ds/dt)$ dată în catalog (vezi figura 7.19).

Pierderea de putere la dezamorsare poate fi acum calculată direct pentru cele două cazuri $t_{F0} < t_0$ și $t_{F0} > t_0$.

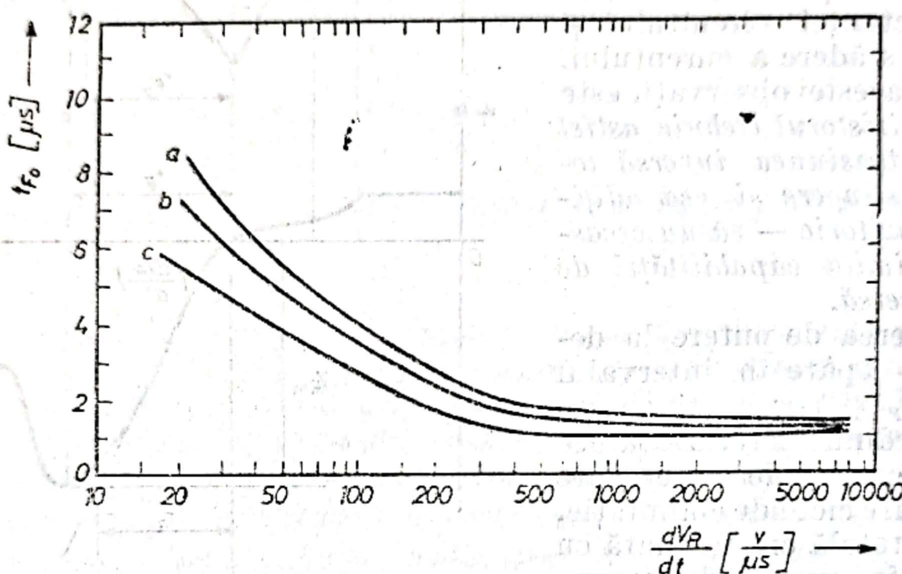


Fig. 7.18. Dependența impulsului t_{F0} în funcție de viteza de creștere a tensiunii inverse aplicată tiristorului. (*a*) *T200F*, (*b*) *T63F*, (*c*) *T22F* (*IPRS-BĂNEASA*).

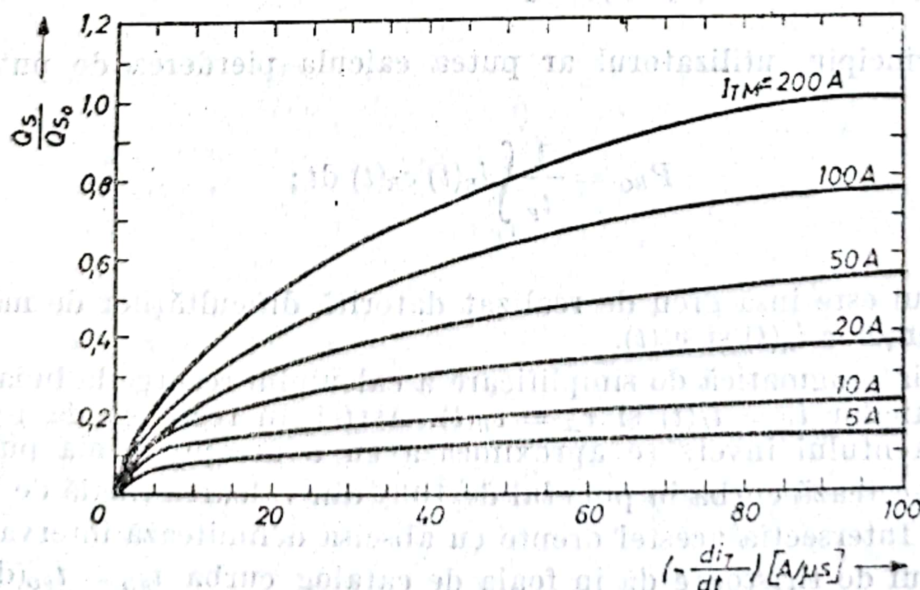


Fig. 7.19. Dependența valorii normate a sarcinii stocate în funcție de panta de cădere a curentului anodic de conducție al tiristorului. Normarea s-a făcut la Q_{S0}, care este valoarea de catalog a sarcinii stocate.

Cazul 1 : $t_{F0} \leqslant t_0$ (originea de timp se consideră în punctul de pe abscisă corespunzător lui I_{RM}).

Din relaţiile care aproximează dependenţele $i_R(t)$, $v_R(t)$

$$i_R(t) = \begin{cases} I_{RM}\left(1 - \dfrac{t}{t_{F0}}\right) & t \leqslant t_{F0}, \\ 0 & t > t_{F0}, \end{cases}$$

$$v_R(t) = V_{RM}\frac{t}{t_0} \qquad t \leqslant t_0,$$

rezultă în conformitate cu (7.4) :

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_{F0}}\int_0^{t_{F0}} I_{RM} V_{RM}\frac{t}{t_0}\left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) dt =$$

$$= \frac{I_{RM} V_{RM} t_{F0}}{6 t_0} = \frac{I_{RM} t_{F0}}{6}\left|\frac{dv_R}{dt}\right|. \tag{7.6}$$

Cazul 2 : $t_{F0} > t_0$. În acest caz (vezi figura 7.20) se poate scrie că

$$i_R(t) = \begin{cases} I_{RM}\left(1 - \dfrac{1}{t_{F0}}\right) & t \leqslant t_{F0}, \\ 0 & t > t_{F0}; \end{cases}$$

$$v_R(t) = \begin{cases} \dfrac{V_{RM}}{t_0}\, t & t \leqslant t_0 < t_{F0}, \\ V_{RM} & t > t_0 \end{cases}$$

şi se obţine expresia :

$$P_{RQ} = \frac{1}{t_{F0}}\int_0^{t_{F0}} v_R(t)\, i_R(t)\, dt =$$

$$= \frac{1}{t_{F0}}\int_0^{t_0}\frac{V_{RM}}{t_0} I_{RM}\left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) t\, dt + \frac{1}{t_{F0}}\int_{t_{F0}}^{t_0} V_{RM} I_{RM}\left(1 - \frac{t}{t_{F0}}\right) dt =$$

$$= \frac{V_{RM} I_{RM}}{t_{F0}}\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3}\frac{t_0}{t_{F0}}\right) t_0 + \frac{V_{RM} I_{RM}}{2}\left(\frac{t_{F0} - t_0}{t_{F0}}\right)^2.$$

Ţinînd cont că $I_{RQ} = I_{RM}\left(1 - \dfrac{t_0}{t_{F0}}\right)$ se obţine expresia finală :

$$P_{RQ} = \frac{V_{RM} t_0}{t_{F0}}\left(\frac{I_{RM}}{6} + \frac{I_{R0}}{3}\right) + \frac{V_{RM} I_{R0}}{2 t_{F0}}(t_{F0} - t_0) \tag{7.7}$$

Energia disipată se calculează cu relația

$$W_{RQ} = P_{RQ} t_{F0}$$

şi trebuie să fie în limitele date de producător.

În general se acceptă ideea că pierderea de putere la dezamorsare este distribuită pe întreaga suprafață a structurii. Dacă suprafața este contactată neuniform sau are defecte de prelucrare atunci energia este disipată local, în punctele de contact, producîndu-se o acumulare de căldură şi apar puncte fierbinți care duc la distrugerea tiristorului.

Procesul de stingere este influențat favorabil de prezența în circuitul anodic, a unei inductanțe saturabile. Curentul de vîrf I_{RM}, este limitat la valoarea mai mică corespunzătoare curentului de saturație al inductanței astfel că puterea disipată pe tiristor scade substanțial. Totuşi, deoarece în cazul folosirii inductanței sarcina în exces este aproximativ aceeaşi, timpul necesar evacuării este mai mare.

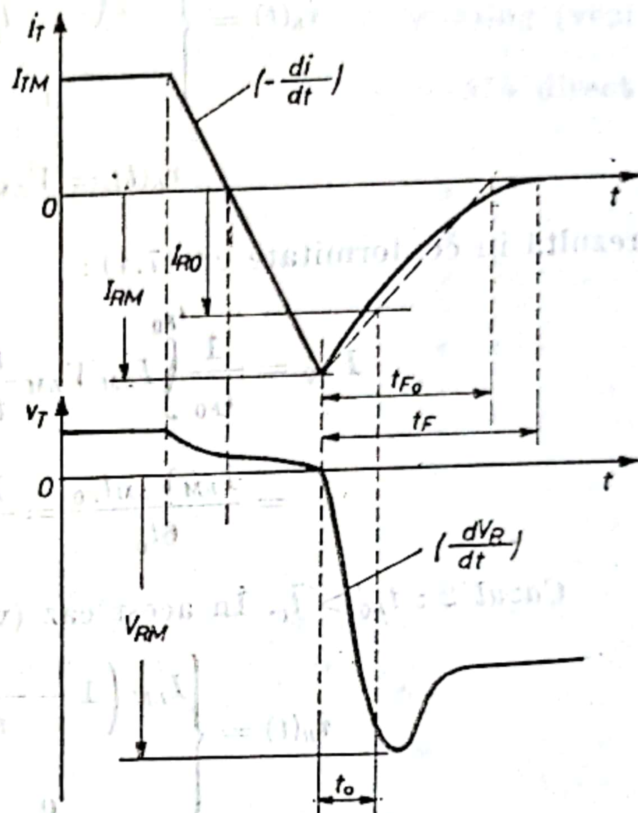


Fig. 7.20. Formele de undă ale curentului anodic şi tensiunii anod-catod în procesul stingerii unui tiristor, în cazul $t_{F0} > t_0$.

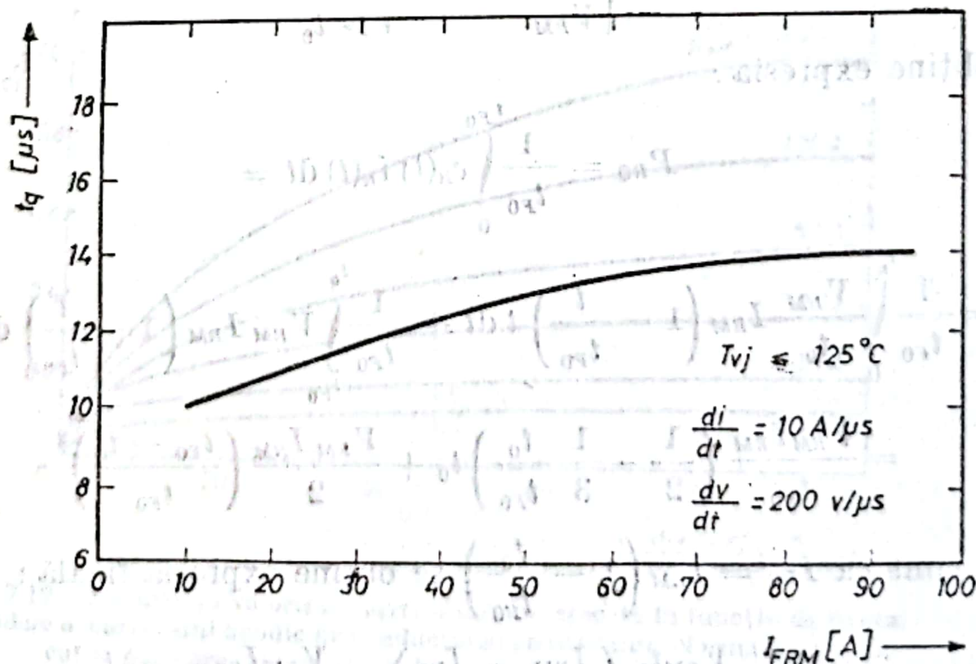


Fig. 7.21. Dependența timpului de stingere prin comutația circuitului, t_q, de amplitudinea curentului direct de conducție al tiristorului.

7.2.2. Influența circuitului extern asupra timpului de stingere. Tiristoare cu diodă în antiparalel

În continuare, prin *timp de stingere* se va înțelege *timpul de dezamorsare prin comutarea circuitului*, notat t_q, deoarece acesta este important pentru utilizatorul de tiristoare. Se reamintește că t_q este *intervalul minim de timp necesar tiristorului pentru a putea bloca o tensiune directă, fără a reintra în conducție*. Acest timp depinde de:

- curentul direct (vezi figura 7.21);
- tensiunea inversă aplicată (vezi figura 7.22);
- viteza de scădere a curentului direct (vezi figura 7.23).

Timpul t_q este dat în catalog pentru condiții de măsură specificate.

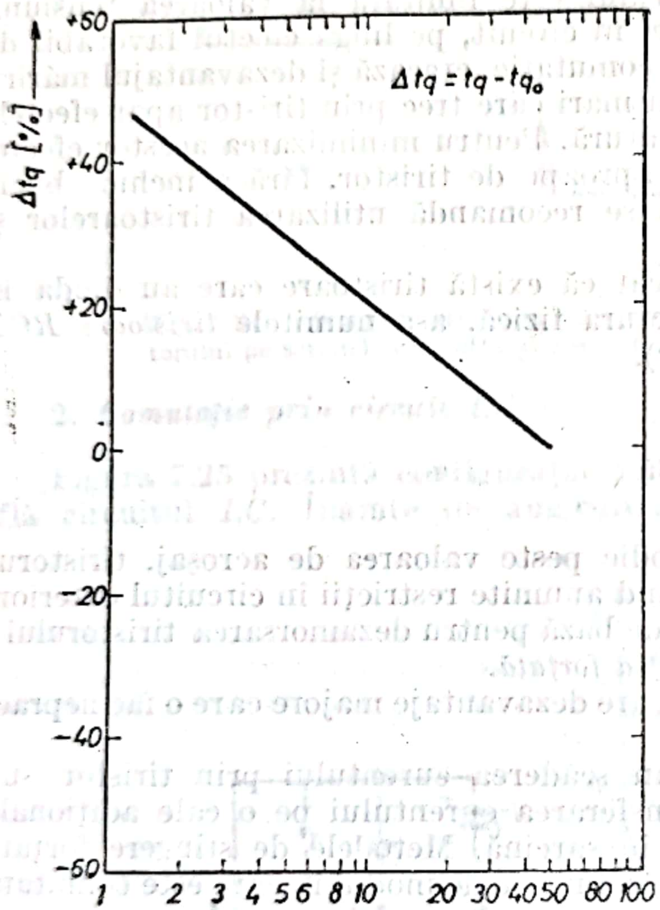


Fig. 7.22. Variația tipică a timpului de stingere prin comutația circuitului în funcție de tensiunea inversă anod-catod de stingere a tiristorului. Mărimea t_{q0} este valoarea de catalog a timpului de stingere a tiristorului prin comutația circuitului.

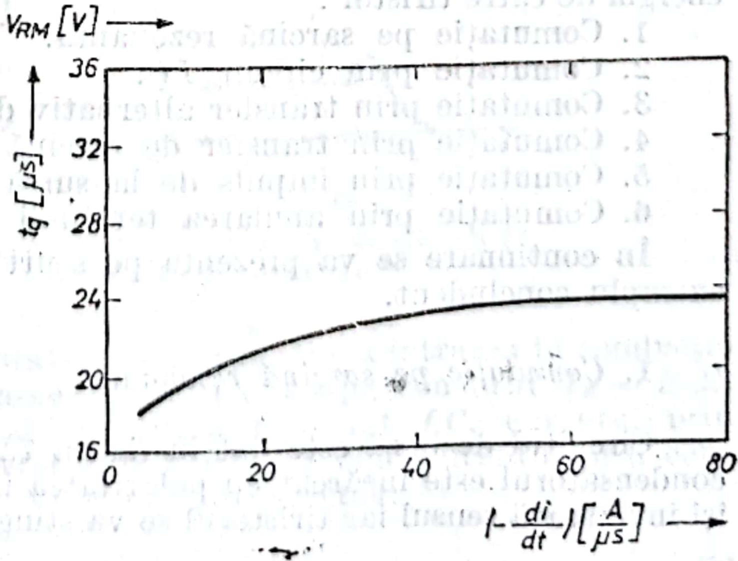


Fig. 7.23. Dependența timpului de stingere prin comutația circuitului în funcție de panta de scădere a curentului anodic de conducție.

Pentru frecvențe medii de lucru ale circuitului, timpul de comutație determină și rata de repetiție maximă a comutațiilor circuitului. Se recomandă utilizatorului să folosească tiristoare al căror timp de stingere prin comutație este mai mic decît timpul de comutație al circuitului (t_c):

$$t_c = (1,3\ldots1,5)t_q$$

În aplicație se va ține cont de condițiile specifice de lucru ale tiristorului și se vor determina restricțiile pe baza curbelor tipice date în catalog. Pentru a reduce energia disipată la dezamorsare, în circuitele cu comutație rezonantă se pune o diodă în antiparalel pe tiristor, astfel că tensiunea inversă aplicată tiristorului este limitată la valoarea tensiunii directe a diodei. Prezența diodei în circuit, pe lîngă efectul favorabil de limitare importantă a puterii de comutație, creează și dezavantajul măririi timpului de stingere. La curenții mari care trec prin tiristor apar efectele inductive ale elementelor de legătură. Pentru minimizarea acestor efecte, dioda trebuie montată cît mai aproape de tiristor, fără a închide bucle de curent. Pentru puteri mari se recomandă utilizarea tiristoarelor și diodelor în capsulă disc.

În încheiere trebuie remarcat că există tiristoare care au dioda în antiparalel incorporată în structura fizică, așa numitele *tiristoare RCT* (*R*everse *C*onducting *T*hyristor).

7.2.3. Metode de stingere forțată

Odată crescut curentul anodic peste valoarea de acroșaj, tiristorul nu mai poate fi stins decît aplicînd anumite restricții în circuitul exterior. În principiu există două metode de bază pentru dezamorsarea tiristorului: *întreruperea curentului* și *comutația forțată*.

Prima metodă este directă și are dezavantaje majore care o fac nepractică în cele mai multe situații.

Comutația forțată constă în scăderea curentului prin tiristor sub valoarea de menținere prin transferarea curentului pe o cale adițională sau prin micșorarea curentului în sarcină. Metodele de stingere forțată se pot clasifica în clase distincte, în funcție de modul în care este comutată energia de către tiristor:

1. Comutație pe sarcină rezonantă.
2. Comutație prin circuit *LC*.
3. Comutație prin transfer alternativ de sarcină.
4. Comutație prin transfer de sarcină pe tiristor auxiliar.
5. Comutație prin impuls de la sursă externă.
6. Comutație prin anularea tensiunii anodice.

În continuare se va prezenta pe scurt fiecare metodă prin cîte un exemplu concludent.

1. *Comutație pe sarcină rezonantă.*

Circuitul de bază este dat în figura 7.24. La amorsarea tiristorului, condensatorul este încărcat cu polaritatea indicată. Curentul prin circuit își inversează sensul iar tiristorul se va stinge. Condiția de comutație este

ca factorul de amortizare $\zeta = R/2L$ să fie mai mic decît frecvența proprie de oscilație a circuitului $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ (R este rezistența totală a circuitului). Curentul este, în acest caz, o sinusoidă amortizată.

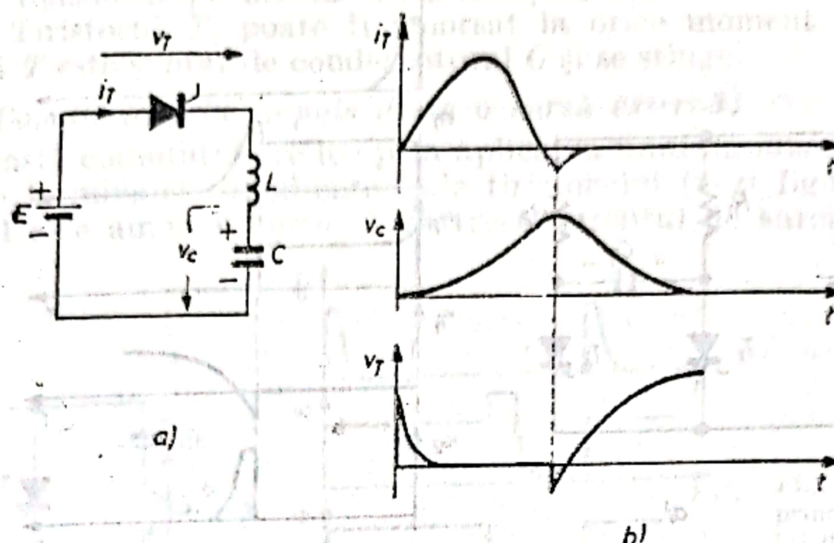


Fig. 7.24. Schema de principiu (*a*) a circuitului de stingere a tiristorului pe sarcină rezonantă și formele de undă caracteristice (*b*).

2. ***Comutație prin circuit LC***

Figura 7.25 prezintă configurația de circuit. În paralel pe tiristor se află circuitul LC. Înainte de amorsarea tiristorului, condensatorul C

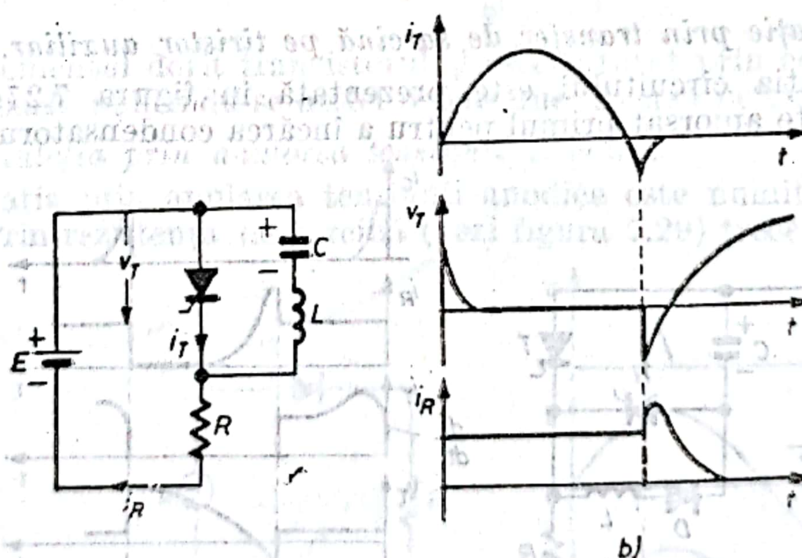


Fig. 7.25. Schema de principiu (*a*) a circuitului de stingere LC și formele de undă caracteristice (*b*).

se încarcă de la sursă cu polaritatea din figură. După intrarea în conducție a tiristorului prin sarcină curge curentul aproape constant $I_R = E/R$. Datorită regimului oscilant al circuitului rezonant LC, curentul prin tiristor devine negativ și tiristorul se blochează cînd curentul prin condensator este mai mare decît curentul prin sarcină.

3. *Comutație prin transfer alternativ de sarcină.*

Circuitul este prezentat în figura 7.26. Să presupunem că tiristorul T_2 conduce. Condensatorul C este încărcat cu polaritatea din figură. Cînd

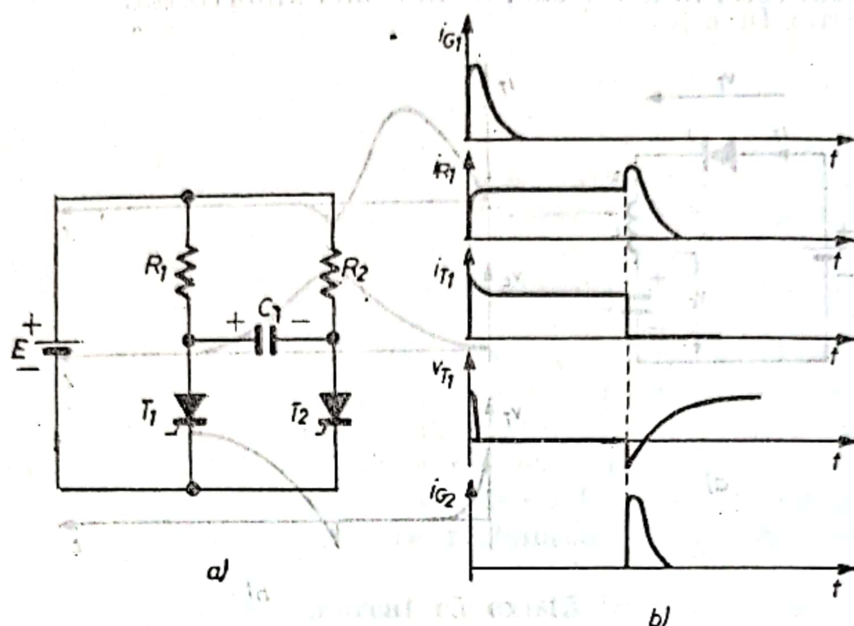


Fig. 7.26. Schema de principiu (*a*) a circuitului de stingere prin transfer de sarcină și formele de undă caracteristice (*b*).

tiristorul T_1 primește impuls pe poartă, prin R_1 se stabilește curentul constant $I_{R_1} = E/R_1$; curentul prin T_1 este același cu I_{R_1} cu excepția intervalului scurt de la începutul conducției cînd este mărit de curentul condensatorului care se descarcă pe calea R_2, T_1. Condensatorul transferă sarcina pe T_1 iar T_2 iese din conducție.

4. *Comutație prin transfer de sarcină pe tiristor auxiliar.*

Configurația circuitului este prezentată în figura 7.27. Tiristorul auxiliar T_1 este amorsat primul pentru a încărca condensatorul cu polari-

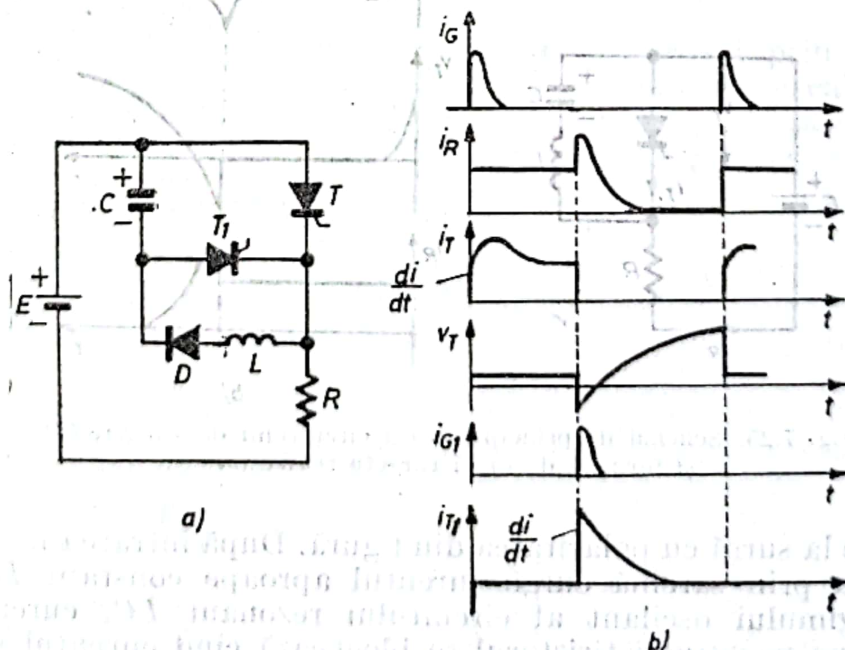


Fig. 7.27. Schema de principiu (*a*) a circuitului de stingere prin transfer de sarcină pe un tiristor auxiliar și formele de undă caracteristice (*b*).

tatea indicată. T_1 se blochează datorită scăderii curentului prin condensator sub valoarea de menţinere. Cînd T este amorsat, curentul prin el are două componente : componenta prin sarcina R şi curentul de comutaţie prin circuitul L, D, C. Curentul de comutaţie încarcă invers condensatorul, tensiunea pe acesta fiind menţinută de dioda D, care se blochează. Tiristorul T_1 poate fi amorsat la orice moment de timp dorit astfel că T este şuntat de condensatorul C şi se stinge.

5. *Comutaţie prin impuls de la o sursă externă.*

Această comutaţie are loc prin aplicarea unui impuls negativ de tensiune pe terminalele anod-catod ale tiristorului (vezi figura 7.28). Cînd tiristorul este amorsat prin el va trece curentul de sarcină. Pentru a-l

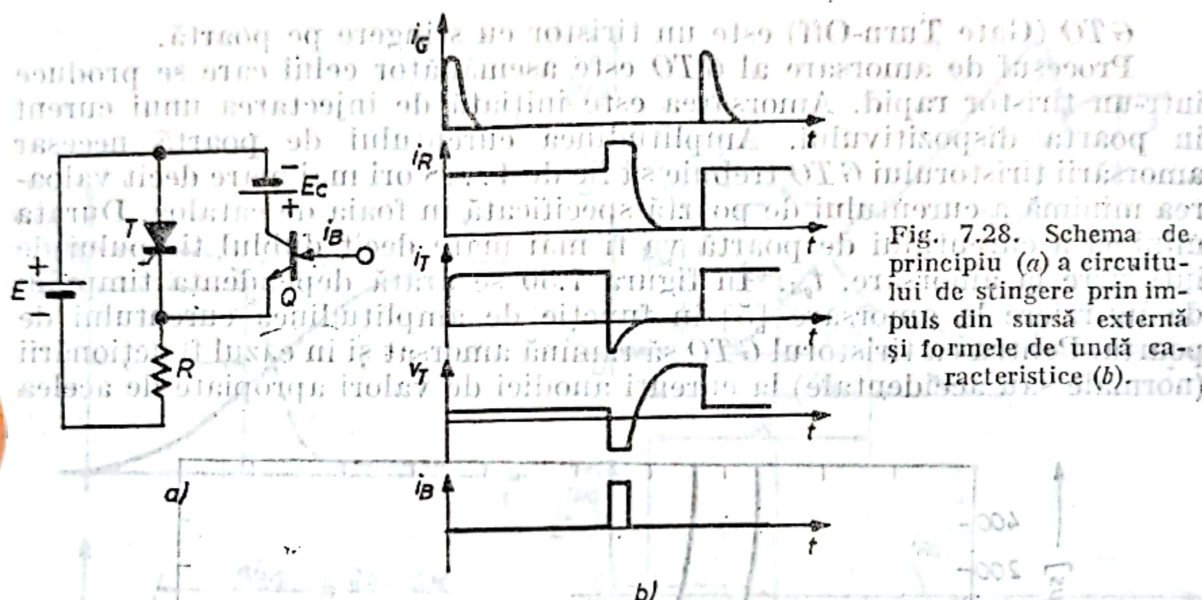


Fig. 7.28. Schema de principiu (*a*) a circuitului de stingere prin impuls din sursă externă şi formele de undă caracteristice (*b*).

bloca la momentul dorit tranzistorul Q este saturat prin comandă cu un curent de bază, aplicîndu-se astfel o tensiune inversă pe tiristor.

6. *Comutaţia prin anularea tensiunii anodice.*

Comutaţia prin anularea tensiunii anodice este numită şi *comutaţie naturală*. Prin rezistenţa de sarcină (vezi figura 7.29) trece curent numai

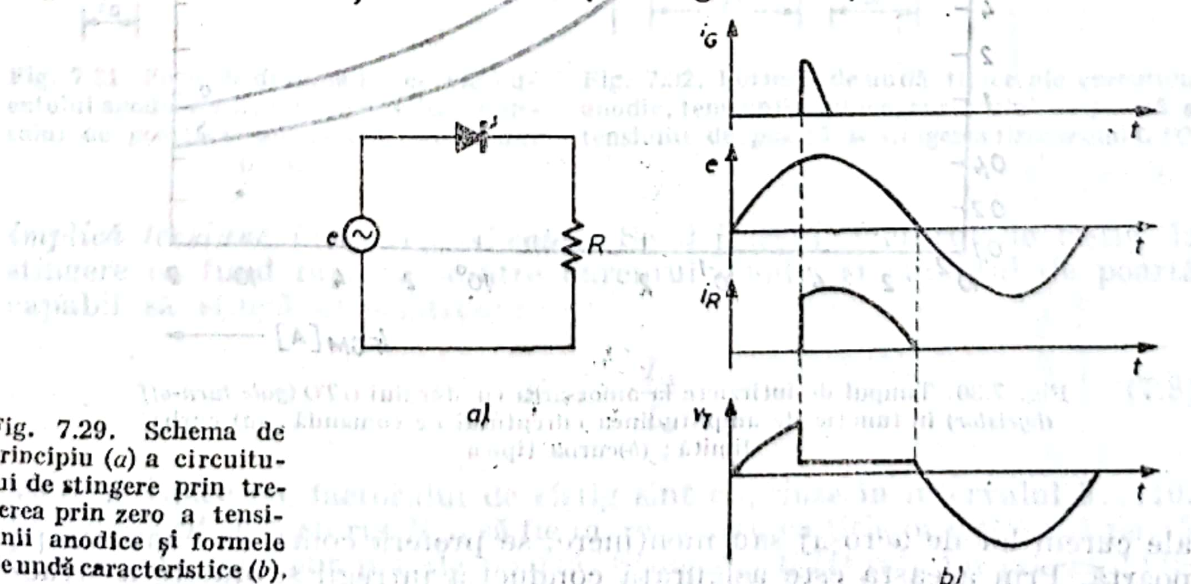


Fig. 7.29. Schema de principiu (*a*) a circuitului de stingere prin trecerea prin zero a tensiunii anodice şi formele de undă caracteristice (*b*).

pe durata alternanţei pozitive a tensiunii alternative a sursei. Tiristorul se blochează pe durata alternanţei negative datorită polarizării inverse a anodului faţă de catod. Fireşte că durata semiciclului negativ trebuie să fie mai mare decît timpul de stingere al tiristorului.

7.3. Probleme specifice funcţionării GTO

7.3.1. Amorsarea GTO. Menţinerea impulsului de comandă

GTO (Gate Turn-Off) este un tiristor cu stingere pe poartă.

Procesul de amorsare al *GTO* este asemănător celui care se produce într-un tiristor rapid. Amorsarea este iniţiată de injectarea unui curent în poarta dispozitivului. Amplitudinea curentului de poartă necesar amorsării tiristorului *GTO* trebuie să fie de 4...8 ori mai mare decît valoarea minimă a curentului de poartă specificată în foaia de catalog. Durata minimă a curentului de poartă va fi mai mare decît dublul timpului de întîrziere la amorsare, t_{gd}. În figura 7.30 se arată dependenţa timpului de întîrziere la amorsare [5] în funcţie de amplitudinea curentului de poartă. Pentru ca tiristorul *GTO* să rămînă amorsat şi în cazul funcţionării (normale sau accidentale) la curenţi anodici de valori apropiate de acelea

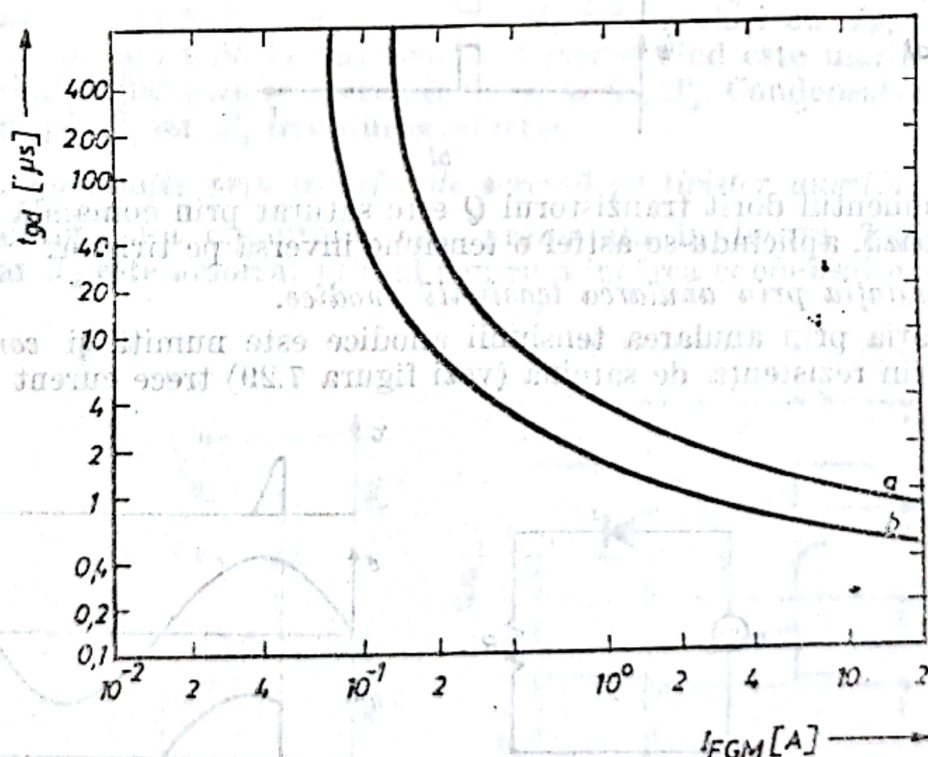


Fig. 7.30. Timpul de întîrziere la amorsarea tiristorului *GTO* (*gate turn-off thyristor*) în funcţie de amplitudinea curentului de comandă ; (*a*) curba limită ; (*b*)curba tipică.

ale curenţilor de acroşaj sau menţinere, se preferă comanda continuă pe poartă. Prin aceasta este asigurată conducţia întregii suprafeţe a structurii. O valoare conservativă pentru curentul de comandă în această

stare este $i_{FGL} = i_{GT}$, unde i_{GT} este valoarea minimă a curentului de amorsare specificată în catalog. Formele de undă tipice care apar la amorsarea *GTO* se pot urmări în figura 7.31.

7.3.2. Stingerea GTO

Stingerea este, în mod normal, inițiată de aplicarea unui curent negativ de comandă, respectiv extragerea curentului din poartă.

Curentul principal de conducție scade gradat, așa cum se arată în figura 7.32. Se observă că, *spre deosebire de tiristor, stingerea GTO nu*

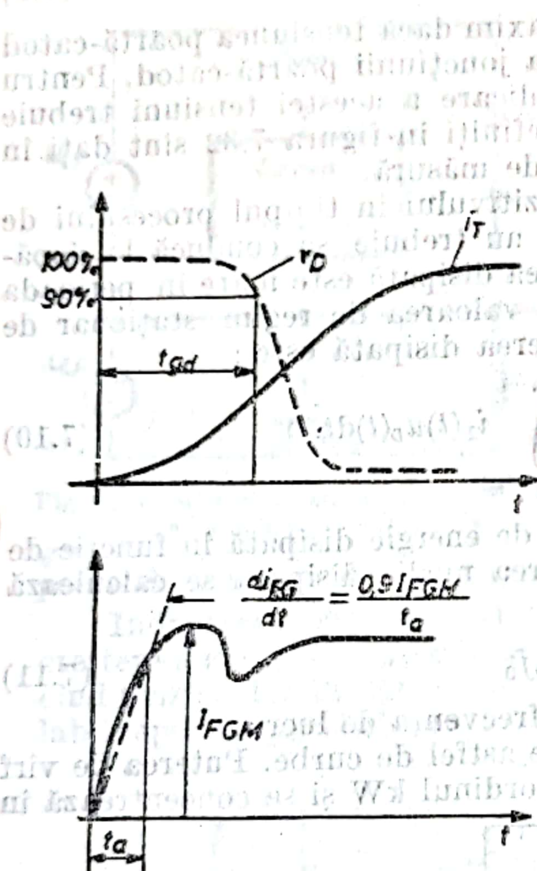


Fig. 7.31. Formele de undă tipice ale curentului anodic tensiunii anodice și curentului de poartă la amorsarea tiristorului *GTO*.

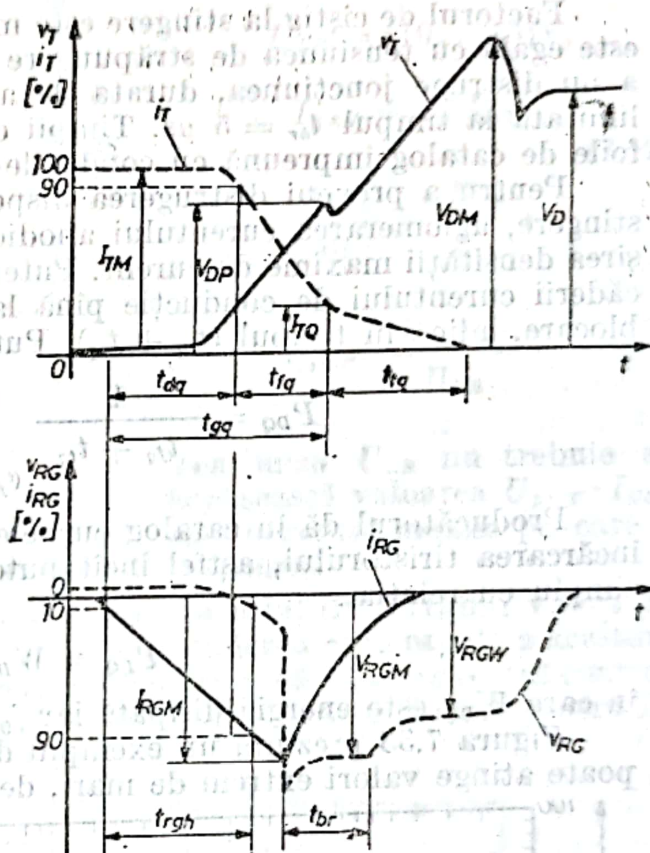


Fig. 7.32. Formele de undă tipice ale curentului anodic, tensiunii anodice, curentului de poartă și tensiunii de poartă la stingerea tiristorului *GTO*.

implică tensiune inversă anod-catod. Se definește factorul de cîștig la stingere ca fiind raportul dintre curentul anodic și curentul de poartă capabil să stingă dispozitivul :

$$K_{off} = \frac{I_A}{I_G}. \tag{7.8}$$

Valorile tipice ale factorului de cîștig sînt cuprinse în intervalul 5...10. Este de dorit ca factorul K_{off} să fie mare pentru ca tiristorul *GTO* să poată fi stins cu un curent mic de poartă. Stingerea *GTO* este un proces bidimensional care constă în îndepărtarea sarcinii stocate în regiunea *p* a porții

în timpul conducției. Această sarcină este extrasă de curentul negativ de comandă. Conducția se aglomerează spre centrul joncțiunii de catod datorită polarizării inverse poartă-catod. Aglomerarea curentului de conducție se face într-o regiune din ce în ce mai mică dar finită, după care se produce extragerea sarcinii în exces cu curentul de poartă. Curentul negativ de comandă este limitat de străpungerea joncțiunii poartă-catod la valoarea I_{RGM}. Factorul de cîștig maxim este determinat de condiția ca durata procesului de aglomerare a curentului de conducție să fie infinită [6]. Rezultă că valoarea maximă a curentului anodic ce poate fi stins este

$$I_{Amax} = K_{offmax} I_{GRM}. \tag{7.9}$$

Factorul de cîștig la stingere este maxim dacă tensiunea poartă-catod este egală cu tensiunea de străpungere a joncțiunii poartă-catod. Pentru a nu distruge joncțiunea, durata de aplicare a acestei tensiuni trebuie limitată la timpul $t_{br} = 5$ μs. Timpii definiți în figura 7.32 sînt dați în foile de catalog împreună cu condițiile de măsură.

Pentru a preveni distrugerea dispozitivului în timpul procesului de stingere, aglomerarea curentului anodic nu trebuie să conducă la depășirea densității maxime de curent. Puterea disipată este mare în perioada căderii curentului de conducție pînă la valoarea de regim staționar de blocare, adică în timpul $(t_{fq} + t_{tq})$. Puterea disipată este:

$$P_{DQ} = \frac{1}{t_{fq} + t_{tq}} \int\limits_{(t_{fq}+t_{tq})} i_T(t) u_D(t) \mathrm{d}t. \tag{7.10}$$

Producătorul dă în catalog curbele de energie disipată în funcție de încărcarea tiristorului, astfel încît puterea medie disipată se calculează simplu cu relația:

$$P_{DQ} = W_{DQ} f_0 \tag{7.11}$$

în care W_{DQ} este energia disipată iar f_0 frecvența de lucru.

Figura 7.33 prezintă un exemplu de astfel de curbe. Puterea de vîrf poate atinge valori extrem de mari, de ordinul kW și se concentrează în

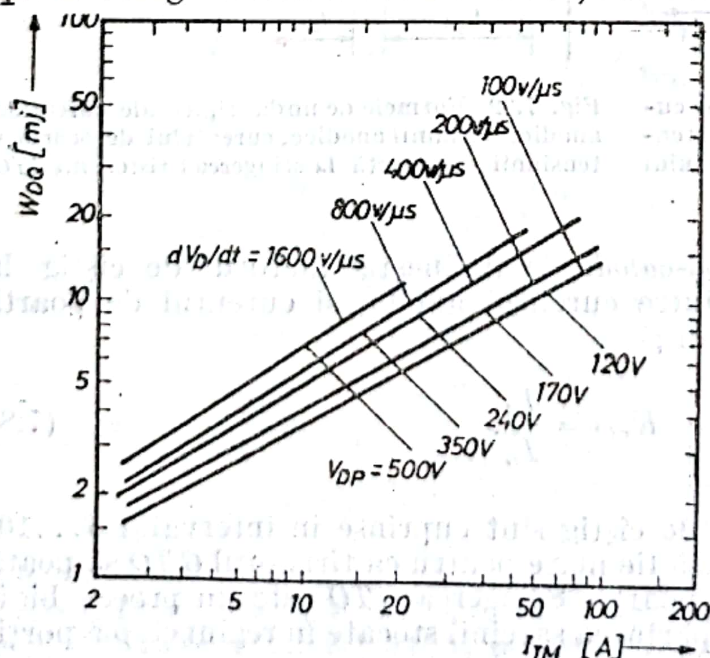


Fig. 7.33. Dependența energiei de stingere a tiristorului *GTO* în funcție de curentul de conducție stins.

regiunile care se sting ultimele. *Pentru acest motiv, curentul și tensiunea, în timpul procesului de stingere, nu trebuie să depășească valorile specificate de producător.*

7.3.3. Circuite de stingere pe poartă

Schema de bază pentru generatorul de comandă este prezentată în figura 7.34. Generatorul de stingere trebuie să satisfacă următoarele condiții :

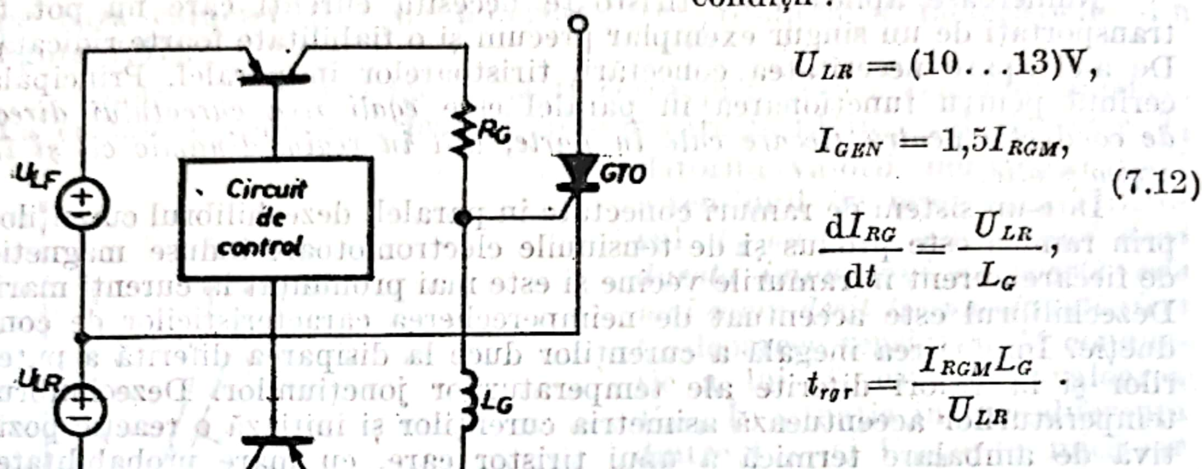


Fig. 7.34. Schema de principiu a generatorului de comandă a porții tiristorului *GTO*.

$$U_{LR} = (10\ldots13)\text{V},$$

$$I_{GEN} = 1{,}5 I_{RGM}, \tag{7.12}$$

$$\frac{\mathrm{d}I_{RG}}{\mathrm{d}t} = \frac{U_{LR}}{L_G},$$

$$t_{rgr} = \frac{I_{RGM} L_G}{U_{LR}}.$$

Tensiunea U_{LR} nu trebuie să depășească valoarea U_{RGW} · I_{GEN} este curentul maxim pe care îl poate da sursa de putere din generatorul de poartă.

Inductanța din circuitul de stingere are rolul de a stabili viteza de creștere a curentului de stingere și previne scăderea prea rapidă a acestuia cînd tiristorul se blochează. O inductanță prea mică scade curentul controlabil repetitiv prin tiristor (vezi figura 7.35). O valoare prea mare pentru L_G

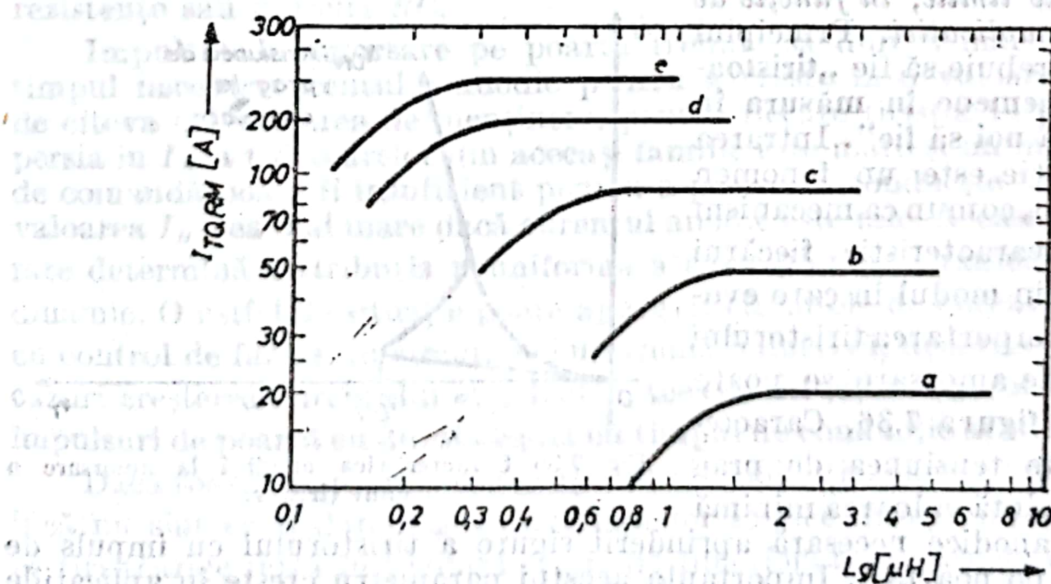


Fig. 7.35. Dependența curentului repetitiv anodic controlabil al tiristorului *GTO* în funcție de inductanța de stingere din circuitul de comandă a porții, pentru mai multe tipuri de tiristoare *GTO*.

lungește timpul de stingere și crește atît tensiunea negativă de poartă cît și puterea disipată pe aceasta.

Circuitul de control trebuie să asigure comenzile pentru cele două sensuri ale curentului de poartă, în funcție de cerințele controlului puterii pe sarcina tiristorului.

7.4. Conectarea în paralel a tiristoarelor

Numeroase aplicații cu tiristoare necesită curenți care nu pot fi transportați de un singur exemplar precum și o fiabilitate foarte ridicată. De aici apare necesitatea conectării tiristoarelor în paralel. Principala cerință pentru funcționarea în paralel este *egalizarea curentului direct de conducție pentru fiecare cale în parte, atît în regim dinamic cît și în regim static.*

Într-un sistem de ramuri conectate în paralel, dezechilibrul curenților prin ramuri este produs și de tensiunile electromotoare induse magnetic de fiecare curent în ramurile vecine și este mai pronunțat la curenți mari. Dezechilibrul este accentuat de neîmperecherea caracteristicilor de conducție. Împărțirea inegală a curenților duce la disiparea diferită a puterilor și la valori diferite ale temperaturilor joncțiunilor. Dezechilibrul temperaturilor accentuează asimetria curenților și inițiază o reacție pozitivă de ambalare termică a unui tiristor care, cu mare probabilitate, se va distruge.

7.4.1. Caracteristici dinamice de amorsare. Tensiunea de prag la amorsare („finger voltage")

Se poate spune că fiecare tiristor are un comportament specific, individual, care îl deosebește de alte exemplare din aceeași familie. *Cu alte cuvinte, identitatea presupusă a tiristoarelor este un factor de risc, acceptat în anumite limite, în funcție de caracterul aplicației.* Principiul de bază trebuie să fie **„tiristoarele sînt gemene în măsura în care dorim noi să fie".** Intrarea în conducție este un fenomen tranzitoriu, comun ca mecanism fizic dar caracteristic fiecărui tiristor prin modul în care evoluează. Comportarea tiristorului în regim de amorsare se poate urmări în figura 7.36. Caracteristică este tensiunea de prag care reprezintă valoarea minimă tensiunii anodice necesară aprinderii sigure a tiristorului cu impuls de comandă pe poartă *. Importanța acestui parametru crește în aplicațiile

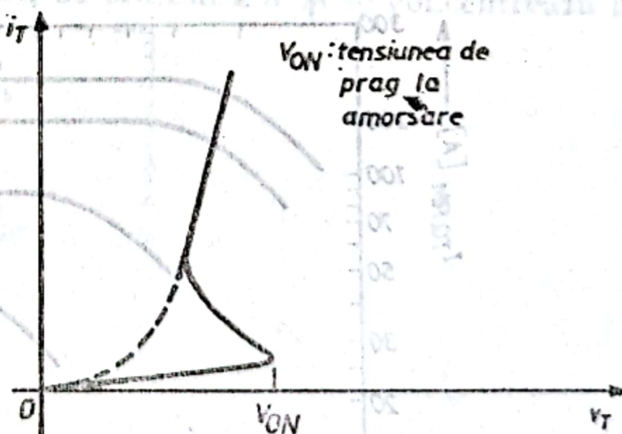


Fig. 7.36. Caracteristica anodică la amorsare a unui tiristor.

*) În literatura de specialitate de limbă engleză, tensiunea de prag este denumită *finger voltage*.



în care amorsarea tiristoarelor trebuie făcută la trecerea prin zero a tensiunii anodice. Din două tiristoare puse în paralel, se va amorsa primul cel cu tensiunea de prag mai mică, putînd inhiba amorsarea celuilalt. Efectul dat de tensiunea de prag se reduce dacă impulsul de comandă are amplitudinea suficient de mare (impuls „tare").

7.4.2. Distribuţia dinamică şi statică a curentului

Comportarea dinamică a două tiristoare legate în paralel se analizează pe baza caracteristicii de amorsare (se presupun caracteristicile din figura 7.37).

Amorsarea trebuie făcută la trecerea prin zero a tensiunii anodice. La comandă simultană, primul tiristor care intră în conducţie este T_1 datorită valorii mult mai mici a tensiunii de prag V_{ON2}. Tiristorul T_2 *nu se va amorsa nici dacă durata impulsului de poartă este mai mare decît timpul de întîrziere* t_{gd} deoarece tensiunea de conducţie a lui T_1 este sub valoarea V_{ON2}. În situaţia în care diferenţa dintre V_{ON1} şi V_{ON2} este mică iar valorile lor absolute sînt de asemenea mici, tiristorul care nu se amorsează sigur va fi cel cu timpul de întîrziere mai mare decît durata impulsului de comandă. *Impulsul de poartă trebuie să fie dat simultan tiristoarelor, iar forma să fie a unui impuls „tare"*. Deoarece impedanţa porţii variază cu curentul anodic, sînt necesare tehnici de compensare prin înserierea unor rezistenţe sau grupuri RC.

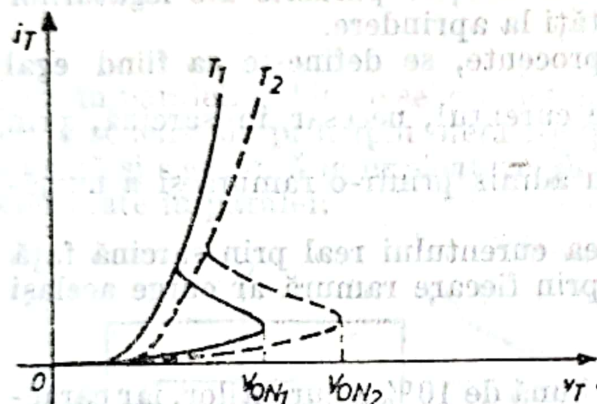


Fig. 7.37. Caracteristicile anodice la amorsare pentru compararea amorsării a două tiristoare conectate în paralel.

Impulsul de amorsare pe poartă trebuie să dureze mai mult decît timpul necesar curentului anodic pentru a creşte la o valoare egală cu de cîteva ori valoarea de menţinere, pentru fiecare tiristor în parte. Dispersia în I_H a tiristoarelor din aceeaşi familie este mare şi un impuls scurt de comandă poate fi insuficient pentru a păstra în conducţie tiristorul cu valoarea I_H cea mai mare dacă curentul anodic este mic. Această instabilitate determină distribuţia neuniformă a curenţilor prin ramuri, în regim dinamic. O astfel de situaţie poate apare în circuitele de curent alternativ cu control de fază şi în circuitele cu sarcină inductivă, deoarece în ambele cazuri creşterea curentului este lentă. Această situaţie se rezolvă folosind impulsuri de poartă cu durata egală cu timpul de conducţie al tiristoarelor.

Dacă toate tiristoarele din grup sînt în conducţie, curenţii prin ramuri încă nu sînt egali datorită caracteristicilor statice directe diferite. După ce tiristoarele intră în regimul static de funcţionare, se acceptă un dezechilibru între oricare doi curenţi, raportat la curentul nominal, de maxim 10...15 %.

7.4.3. Metode de echilibrare a curenţilor

Pentru uniformizarea curenţilor prin ramuri se folosesc două metode :
— împerecherea caracteristicilor de conducţie ;
— echilibrare (egalizare) forţată.

Prima metodă este utilă atunci cînd se cunoaşte dispersia caracteristicii de conducţie. Pentru aceasta producătorul de tiristoare marchează pe fiecare exemplar clasa căderii de tensiune în direct, determinată la curentul maxim repetitiv de vîrf. Intervalul corespunzător unei clase este de maximum 50 mV. Deoarece curentul prin tiristor nu trebuie să depăşească valoarea repetitivă maxim permisă este asigurată astfel uniformitatea curenţilor utilizînd tiristoare din aceeaşi clasă.

Conectarea tiristoarelor în circuit se va face astfel încît *să se asigure aceeaşi temperatură de funcţionare* şi *egalizarea influenţelor date de rezistenţele elementelor de legătură* (bare de conexiune, cabluri). Pentru curenţi mari trebuie să se ţină cont şi de inductanţele parazite ale legăturilor întrucît acestea pot produce instabilităţi la aprindere.

Factorul de neîmperechere, în procente, se defineşte ca fiind egal cu $\left(1-\frac{I_T}{nI_{TM}}\right)\times 100\%$, unde I_T este curentul, necesar în sarcină, prin ramurile paralel, I_{TM} curentul maxim admis printr-o ramură şi n numărul ramurilor.

Această relaţie apreciază abaterea curentului real prin sarcină faţă de cel maxim care s-ar obţine dacă prin fiecare ramură ar curge acelaşi curent maxim permis.

Dacă se doreşte o echilibrare mai bună de 10% a curenţilor, iar caracteristicile de conducţie ale tiristoarelor nu sînt împerecheate, atunci se foloseşte *metoda egalizării forţate.*

Această metodă constă în inserarea, pe fiecare ramură, a unui element care determină impedanţa ramurii, insensibilizînd-o la împrăştierea caracteristicilor de conducţie ale tiristoarelor. Circuitul de principiu corespunzător este indicat în figura 7.38. Dacă impedanţa Z din fiecare ramură este mult mai mare decît impedanţa tiristorului, atunci curenţii sînt determinaţi practic de Z. Cînd Z se reduce la o rezistenţă, efectul egalizării este ineficient datorită pierderilor de putere pe rezistenţe.

O tehnică de circuit mult mai eficientă se bazează pe folosirea bobinelor cuplate în raportul 1 : 1 (vezi figura 7.39). Cînd curentul prin T_1 creşte faţă de cel prin T_2, în L_1 se induce o tensiune proporţională cu creşterea curentului şi care se opune acestei creşteri. Tensiunea pe L_1 se transferă bobinei L_2, cu polaritate inversă, tinzînd să crească curentul prin T_2. Se impune ca miezul magnetic să aibă pierderi cît mai reduse şi o saturaţie foarte mare, pentru ca sensibilitatea miezului magnetic al transformatorului la variaţiile mici ale curentului să fie maximă (variaţia fluxului să fie mare şi rapidă). Pe o semiperioadă, în conducţie, miezul magnetic nu trebuie să se satureze. Deoarece variaţiei curentului cu Δi îi corespunde o neîmperechere cu Δv a celor două tiristoare, rezultă că schimbarea fluxului, pentru care nu trebuie să se ajungă în saturaţie, este $\Delta\Phi=\Delta v\Delta t$ unde Δt este semiperioada, adică $\Delta t=\frac{T}{2}$. Rezultă că : $\Delta\Phi=\frac{T}{2}\Delta v=\frac{\Delta v}{2}$, f fiind frecvenţa de lucru. Pentru un număr mai mare de tiristoare le-

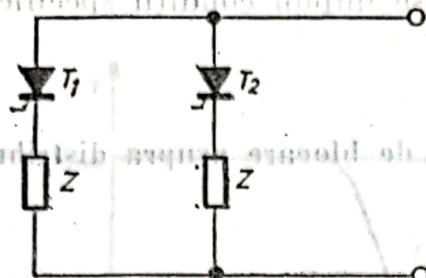


Fig. 7.38. Schemă de principiu pentru egalizarea forţată a curenţilor prin tiristoarele conectate în paralel.

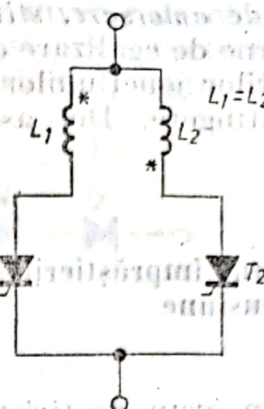


Fig. 7.39. Schemă de principiu pentru egalizarea forţată a curenţilor prin două tiristoare conectate în paralel utilizînd bobine cuplate.

gate în paralel, bobinele se pot cupla ca în figurile 7.40 şi 7.41 [1]. Aceste scheme de principiu oferă soluţii pentru necesităţile de fiabilitate sporită şi siguranţă în exploatare ale echipamentelor care conţin tiristoare conectate în paralel.

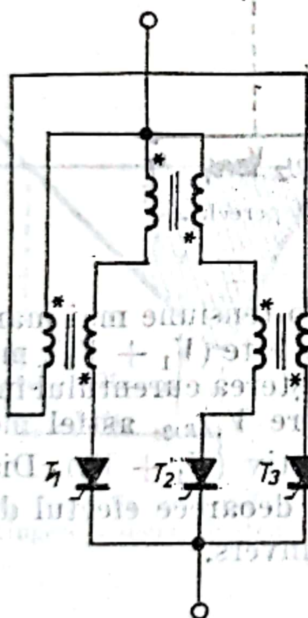


Fig. 7.40. Schemă de principiu pentru egalizarea forţată a curenţilor prin trei tiristoare utilizînd transformatoare 1 : 1.

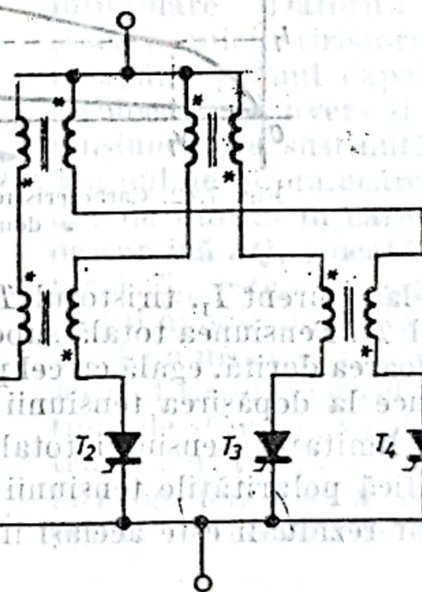


Fig. 7.41. Schemă de principiu pentru egalizarea forţată a curenţilor prin patru tiristoare conectate în paralel utilizînd transformatoare 1 : 1.

7.5. Conectarea în serie a tiristoarelor

Conectarea în serie este necesară pentru blocarea unei tensiuni totale mai mari decît capabilitatea în tensiune a unui singur tiristor. Funcţionarea în serie este fiabilă dacă se iau măsuri pentru *împerecherea carac-*

teristicilor de amorsare, stingere și blocare ale tiristoarelor. Sint necesare rețele externe de egalizare care compensează dispersia curenților reziduali, a capacităților joncțiunilor, a timpilor de întîrziere la amorsare și a timpilor de stingere. De asemenea, se impun condiții specifice comenzii pe poartă.

7.5.1. Efectul împrăștierii curenților de blocare asupra distribuției statice de tensiune

Într-un grup de tiristoare conectate în serie, cel care are curentul rezidual cel mai mic va suporta procentul cel mai mare din tensiunea de blocare. Considerînd caracteristicile ipotetice din figura 7.42 se observă

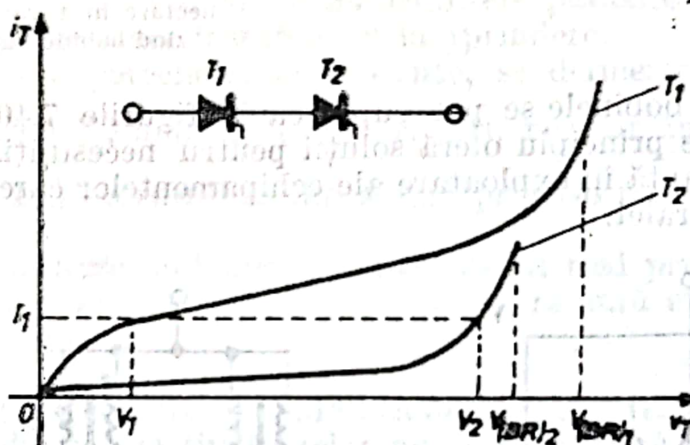


Fig. 7.42. Caracteristici de blocare neîmperecheate a două tiristoare.

că la același curent I_1, tiristorul T_2 va suporta o tensiune mai mare decît tiristorul T_1. Tensiunea totală suportată de grup este $(V_1 + V_2)$, mai mică decît valoarea dorită, egală cu cel puțin $2V_2$. Creșterea curentului în circuit poate duce la depășirea tensiunii de străpungere $V_{(BR)2}$, astfel încît este necesară limitarea tensiunii totale la aproximativ $(V_1 + V_2)$. Diagrama nu specifică polaritățile tensiunii și curentului deoarece efectul dispersie curenților reziduali este același în direct și în invers.

7.5.2. Efectul întîrzierii la amorsare și al sarcinii stocate asupra distribuției dinamice de tensiune

Diferențele intre timpii de întîrziere la amorsare pot provoca instabilități ale tensiunii directe de blocare la inițierea aprinderii. Se consideră caracteristicile de amorsare din figura 7.43. Capabilitatea de blocare în direct pentru fiecare tiristor în parte este V_{DM} iar tensiunea sursei este $2V_{DM}$. După timpul t_1, primul tiristor nu mai blochează, intreaga tensiune a sursei fiind preluată de tiristorul T_2.

Același efect, de debalansare a tensiunilor inverse de blocare, îl are și neîmperecherea timpilor de stingere. Se consideră caracteristicile ipotetice dinamice de stingere din figura 7.44. Evident că prin înseriere, se

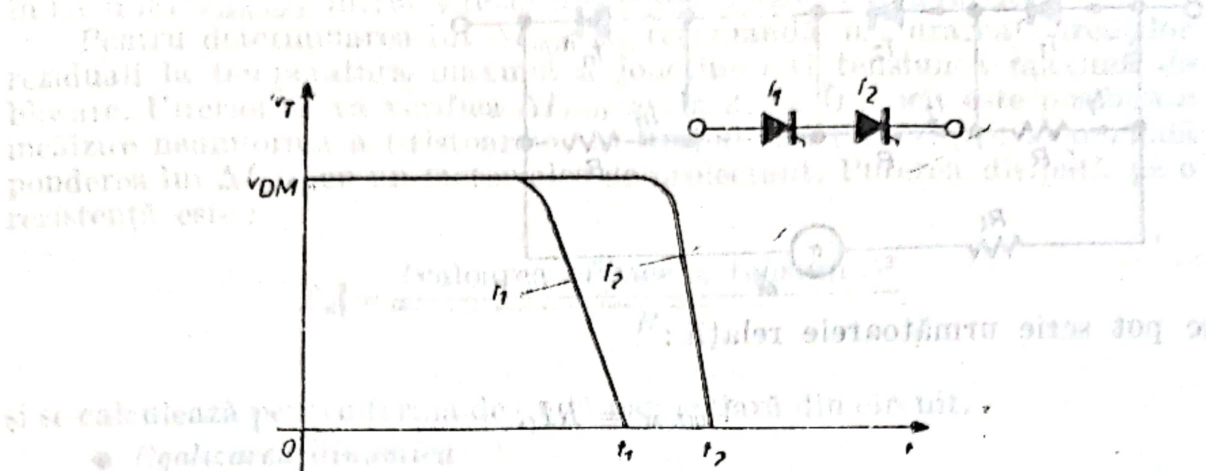


Fig. 7.43. Caracteristici de amorsare neîmperecheate a două tiristoare.

obține o singură curbă de variație a curentului comun. În realitate diferența între caracteristicile de stingere nu este atît de pronunțată chiar dacă tiristoarele sînt luate la întîmplare. Datorită sarcinii stocate mici, tiristorul T_1 își recapătă primul capabilitatea de blocare în invers și întreaga tensiune este susținută de el. Timpul de supraîncărcare este dat de durata în care excesul de sarcină ΔQ, stocată de tiristorul T_2, este evacuat de curentul anodic de blocare al lui T_1. Prin urmare, într-un grup serie, tiristorul cu cel mai mic timp de stingere, va bloca, pentru o scurtă perioadă de timp, întreaga tensiune a sursei, în regimul de comutație.

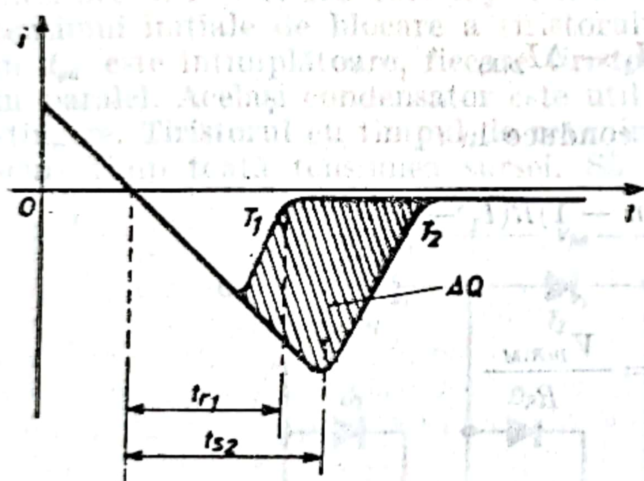


Fig. 7.44. Formele de undă a curenților anodici la stingere a două tiristoare conectate în serie

7.5.3. Metode de egalizare statică și dinamică a tensiunilor

● *Egalizarea statică*

Pentru distribuția egală a tensiunilor de blocare pe tiristoarele înseriate se utilizează o rețea de rezistențe în paralel pe grupul dispozitivelor, după cum se arată în figura 7.45. Se presupune cazul cel mai defavorabil, al unui tiristor cu curent rezidual minim $I_{D(R)min}$, celelalte tiristoare avînd curenți reziduali maximi $I_{D(R)max}$. Tensiunea maximă permisă pe un dispozitiv este $V_{D(R)M}$, iar valoarea maximă pe grupul serie V_M. În ipotezele :

$$I_{D(R)1} = I_{D(R)min},\ I_{D(R)2} = I_{D(R)3} = \ldots = I_{D(R)n} = I_{D(R)max}$$

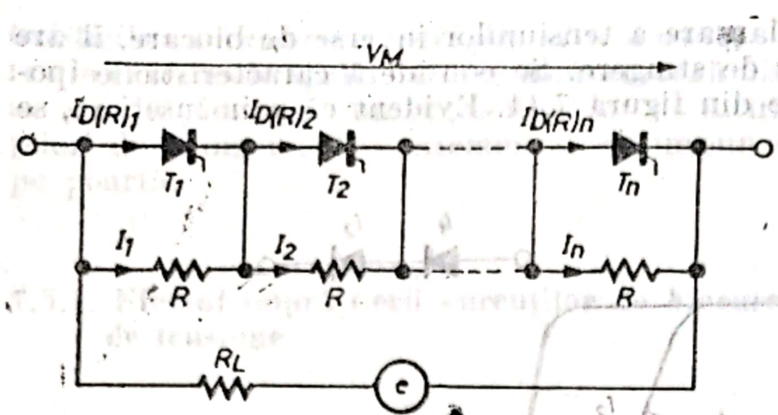


Fig. 7.45. Schema de principiu pentru egalizarea statică a tensiunilor de blocare a tiristoarelor conectate în serie.

se pot scrie următoarele relații:

$$V_{D(R)M} = RI_1,$$

$$V_M = V_{D(R)M} + (n-1)RI_2,$$

$$I_{D(R)min} + I_1 = I_{D(R)max} + I_2.$$

Notînd:

$$\Delta I_{D(R)} = I_{D(R)max} - I_{D(R)min},$$

urmează că:

$$I_2 = I_1 - \Delta I_{D(R)}$$

care introdus în expresia lui V_M conduce la:

$$V_M = V_{D(R)M} + (n-1)R(I_1 - \Delta I_{D(R)}),$$

Înlocuind în relația anterioară

$$I_1 = \frac{V_{D(R)M}}{R}$$

se obține

$$V_M = nV_{D(R)M} - (n-1)R\Delta I_{D(R)}.$$

Deoarece se impun V_M și $V_{D(R)M}$ se poate determina expresia care dă valoarea rezistenței R care asigură echilibrarea tensiunilor de blocare:

$$R = \frac{nV_{D(R)M} - V_M}{(n-1)\Delta I_{D(R)}} \tag{7.13}$$

În foile de catalog, producătorul dă numai valoarea maximă a curenților de blocare. Așadar, se poate considera $I_{D(R)min} = 0$ și expresia pentru valoarea necesară a rezistențelor de egalizare devine:

$$R = \frac{nV_{D(R)M} - V_M}{(n-1)I_{D(R)max}} \tag{7.14}$$

Deoarece rezistențele de egalizare consumă putere este natural să se urmărească minimizarea puterii disipate. Din acest motiv pentru un grup dat de tiristoare este utilă cunoașterea lui $\Delta I_{D(R)}$ și utilizarea sa în formulă în locul lui $I_{D(R)max}$ întrucît rezultă o valoare *mai mare* a lui R.

Pentru determinarea lui $\Delta I_{D(R)}$ se recomandă măsurarea curenților reziduali la temperatura maximă a joncțiunii și tensiunea maximă de blocare. Ulterior se va verifica $\Delta I_{D(R)}$ și la 25°C. Întrucît este posibilă o încălzire neuniformă a tiristoarelor în timpul funcționării, se recomandă ponderea lui $\Delta I_{D(R)}$ cu un factor ales de proiectant. Puterea disipată pe o rezistență este:

$$P_d = \frac{(\text{valoarea eficace a tensiunii})^2}{R}$$

și se calculează pentru forma de undă particulară din circuit.

• *Egalizarea dinamică*

Egalizarea dinamică a tensiunilor se realizează prin grupuri RC plasate în paralel pe fiecare tiristor în parte (vezi figura 7.46). Intrarea tiristoarelor în conducție nefiind simultană, cel mai lent va prelua excesul de tensiune de la tiristoarele amorsate. Pentru a proteja tiristorul de supraîncărcare, excesul de tensiune este transferat impedanței de sarcină prin intermediul rețelei RC care injectează în aceasta curentul corespunzător tensiunii inițiale de blocare a tiristorului amorsat. Deoarece distribuția în t_{gd} este întîmplătoare, fiecare tiristor este grupat cu un condensator în paralel. Același condensator este util și pentru egalizarea în regim de stingere. Tiristorul cu timpul de revenire cel mai mic va suporta pentru scurt timp toată tensiunea sursei. Să presupunem de exemplu că T_1

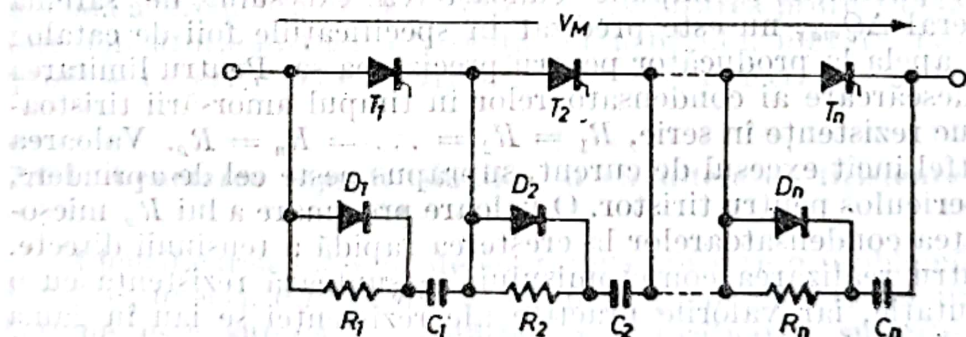


Fig. 7.46. Schemă de principiu pentru egalizarea dinamică a tensiunilor de blocare a tiristoarelor conectate în serie, utilizînd rețele RC.

comută primul. Condensatorul C_1 se încarcă începînd din momentul în care curentul invers prin T_1 începe să scadă spre valoarea de echilibru static, curentul de încărcare fiind furnizat de sarcina stocată în T_2. Cînd T_2 evacuează complet sarcina în exces, începe încărcarea lui C_2 cu curentul furnizat de T_3 și procesul continuu pînă cînd ultimul tiristor, T_n, evacuează sarcina stocată, iar C_n se încarcă direct din sursa de tensiune prin cele n condensatoare înseriate. Firește că ordinea de stingere a tiristoarelor nu este cea presupusă arbitrar mai înainte, dar aceasta nu schimbă lucrurile. Importantă este încărcarea condensatorului C_1 pe durata în care toate tiristoarele își recapătă capacitatea de blocare. Datorită sarcinilor stocate

diferite, condensatoarele nu se încarcă la tensiuni egale. Diferența maximă de tensiune este ΔV_{max} și corespunde unui exces de sarcină ΔQ_{max}. Tensiunea maximă pe condensatorul C_1 este $V_1 = \frac{V_M + (n-1)\Delta V_{max}}{n}$, unde se presupune $C_1 = C_2 = \ldots = C_n$ și că în regim static tensiunile sint perfect echilibrate. Tensiunea maximă pe condensatorul ce șuntează tiristorul cel mai lent este $V_n = \frac{V_M - \Delta V_{max}}{n}$.

Impunînd condiția ca V_1 să nu crească peste tensiunea maximă de blocare V_{RM} a tiristorului, se obține că

$$\frac{V_M + (n-1)\Delta V_{max}}{n} \leqslant V_{RM}$$

sau

$$\Delta V_{max} \leqslant \frac{nV_{RM} - V_M}{n-1}$$

Deoarece

$$\Delta V_{max} = \frac{\Delta Q_{max}}{C}$$

rezultă că

$$C \geqslant \frac{(n-1)\Delta Q_{max}}{nV_{RM} - V_M} \qquad (7.15)$$

Calculul capacității C impune cunoașterea excesului de sarcină ΔQ_{max}. În general ΔQ_{max} nu este precizat în specificațiile foii de catalog astfel că se va apela la producător pentru precizarea sa. Pentru limitarea curenților de descărcare ai condensatoarelor în timpul amorsării tiristoarelor se introduc rezistențe în serie, $R_1 = R_2 = \ldots = R_n = R_p$. Valoarea lor se alege astfel încît excesul de curent, suprapus peste cel de aprindere, să nu devină periculos pentru tiristor. O valoare prea mare a lui R_p micșorează eficacitatea condensatoarelor la creșterea rapidă a tensiunii directe. De aceea, pentru realizarea compromisului, se șuntează rezistența cu o diodă de comutație, iar valorile practice ale rezistenței se iau în gama $5\ldots50\ \Omega$.

Pentru a nu genera supratensiuni inverse mari de comutație dioda se va alege astfel încît raportul dintre timpul de cădere și timpul de stocare să fie maxim.

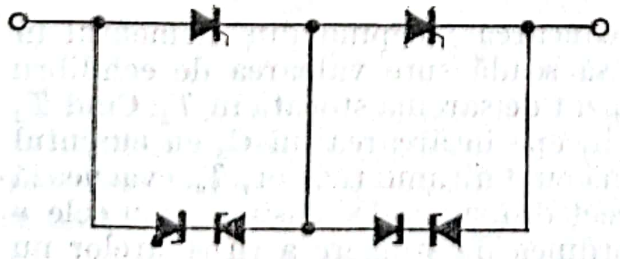


Fig. 7.47. Schemă de principiu pentru egalizarea tensiunilor de blocare a tiristoarelor conectate în serie, utilizînd diode cu avalanșă controlată.

Există aplicații în care puterea disipată pe rezistențele de egalizare statică a tensiunilor ajunge la o valoare nepermis de mare. În aceste cazuri, rezistențele sint înlocuite de diode cu avalanșă controlată puse în opoziție (vezi figura 7.47). Tensiunea de avalanșă trebuie să fie puțin mai mică decît tensiunea de blocare specifi-

cată a tiristorului. De asemenea, în locul diodelor cu avalanșă controlată se pot utiliza varistoare.

Pentru a preveni apariția unor întîrzieri suplimentare, este preferabil ca amorsarea tiristoarelor să se facă simultan, cu impuls tare, a cărui durată să asigure intrarea în conducție în cele mai grele condiții de sarcină. Dacă curentul de sarcină se poate anula pentru un moment al ciclului de conducție, atunci impulsul de poartă va fi extins pe toată durata conducției, limitînd puterea la valorile permise.

7.6. Protecția la supratensiuni

Efectul supratensiunilor asupra dispozitivelor semiconductoare este, în majoritatea cazurilor, catastrofic, datorită energiei mari disipate fie în regim tranzitoriu, fie în regim continuu.

Tiristorul supus supratensiunilor se poate distruge într-un timp mai îndelungat printr-un proces de degradare lentă a structurii. Degradarea progresivă este rezultatul activării micilor imperfecțiuni ale structurii sub acțiunea repetată a supratensiunilor. În cazurile în care energia impulsului de supratensiune este foarte mare distrugerea tiristorului este instantanee. Mărirea siguranței în exploatare, a fiabilității sistemului și scăderea costurilor de reparații impun măsuri de protejare a tiristoarelor la supratensiuni. Aceste măsuri constau în :

- utilizarea, în toate aplicațiile, a tiristoarelor cu tensiuni de blocare de k ori mai mari decît tensiunea maximă care poate apare, chiar și accidental, în circuitul electric respectiv. Uzual se ia $k = 1,5 \ldots 2,5$
- folosirea sistemelor de protecție individuală a tiristoarelor și globală a circuitului în care lucrează. Asigurarea protecției la supratensiune este obligatorie întrucît existența perturbațiilor nu este ipotetică, ele fiind produse de orice sistem care înmagazinează și transferă energie.

7.6.1. Generarea supratensiunilor în circuitele cu tiristoare

Identificarea surselor de supratensiuni este o problemă foarte importantă și, uneori, dificilă din cauza multiplilor factori perturbatori a căror acțiune este supusă hazardului. Nici evaluarea supratensiunilor prin metode statistico-matematice nu este eficientă căci distribuțiile probabilistice se schimbă în funcție de condiții.

Cauzele supratensiunilor se pot clasifica în *interne* și *externe*.

Cauze interne

Supratensiunile apar chiar din interiorul sistemului și se datorează modului particular de funcționare.

- *Comutarea pe sarcini inductive.* Aici se includ întreruperile curentului prin orice fel de sarcină inductivă : transformator, bobină, excitație de releu sau motor, indiferent de poziția acesteia în raport cu locul în care se efectuează întreruperea.

- *Scîntei.* Acestea apar în circuitele de înaltă tensiune prin pierderea rezistenței de izolație datorită influenței factorilor de mediu (umezeală, praf, încărcare electrostatică).

● *Conectare directă la tensiuni mari.* Această situație se referă la punerea sub tensiune printr-o manevră manuală directă, care cuplează la o bornă sau un set de borne de tensiune un cablu, un conector sau alt element de legătură.

● *Interferențe cuplate capacitiv sau inductiv.* Prin modul de funcționare al unor componente, la comutația acestora apar în sistem variații rapide de potențial care prin elementele parazite de cuplaj se transmit dispozitivelor.

Cauze externe

În cauzele externe se includ supratensiunile provenite din afara sistemului și care se propagă către acesta prin liniile de alimentare și/sau telecomunicații sau capacitiv/inductiv.

● *Conectarea directă la potențiale mari.* Supratensiunea provine din afara sistemului și i se transmite prin impedanța mare pe care sistemul o are la conectare. Se observă că aceeași sursă a fost evidențiată și la cauze interne, rezultînd de aici dificultatea de a o discerne.

● *Comutații.* Comutațiile care apar în timpul funcționării unui sistem se pot propaga sub formă de perturbații pe linia de alimentare la care sînt cuplați și alți consumatori.

● *Interferențe inductive.* Dacă într-un punct de alimentare are loc un scurtcircuit întîmplător, pe liniile alăturate se induc supratensiuni de valori mari. Această problemă este extrem de importantă în cazul folosirii cablurilor de forță.

● *Interferențe electromagnetice.* În anumite condiții atmosferice, cîmpul electromagnetic terestru interferă brutal cu sistemul provocînd supratensiuni mari. Așa este cazul furtunilor cu descărcări electrice puternice cînd în linie pot apare tensiuni de mii de volți care se propagă și distrug sistemele neprotejate. O situație similară are loc în cazul puternicelor perturbații electromagnetice produse de explozii nucleare.

Cele mai frecvente cazuri de supratensiuni apar în rețelele de alimentare datorită comutațiilor efectuate de diverse echipamente. În rețeaua de 220 V apar supratensiuni pentru care se pot considera următorii parametri :

— amplitudine : pînă la 6000 V ;
— frecvența de bază 50 kHz . . .5 MHz ;
— durată : 0,1 . . .100 μs.

Lista prezentată nu este exhaustivă dar oferă posibilități de identificare a surselor de supratensiuni fără a apela la mijloace sofisticate de investigare. Este important să se observe că *este mai economic ca sistemul să fie protejat chiar dacă probabilitatea de apariție a perturbației este, aparent, neglijabilă, decît să ajungă în situația de a fi scos din funcție prin distrugere, afectînd astfel funcționarea întregului ansamblu.*

7.6.2. Circuite de protecție la supratensiuni. Protecția individuală și globală

Protecția tiristorului la supratensiuni se realizează cu o rețea pasivă sau activă în paralel. Rețeaua este operativă numai la apariția supratensiunilor, în rest impedanța ei este practic infinită.

Circuitul de protecție cel mai folosit este grupul RC, conectat așa cum se indică în figura 7.48. Grupul RC prezintă și avantajul de a facilita amorsarea tiristorului pe sarcina inductivă datorită curentului de descărcare al condensatorului. Acțiunea protecției se bazează pe înmagazinarea vîrfului de energie în condensator și apoi eliberarea ei pe o durată mult mai mare, amortizînd astfel supratensiunea Modelarea funcționării ține cont de inductanța efectivă L a circuitului; în esență este vorba de analiza răspunsului circuitului R, L, C la un semnal treaptă. Rezultatele acestei analize sînt prezentate în figura 7.49.

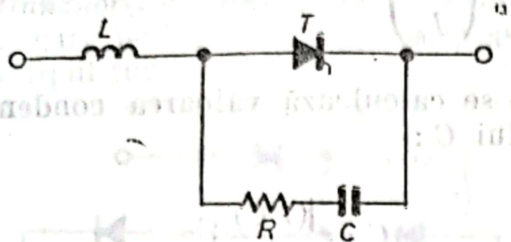


Fig. 7.48. Schema de protecție individuală la supratensiuni a tiristorului utilizînd rețeaua RC.

Determinarea elementelor circuitului de protecție implică parcurgerea următoarelor etape:

- se determină factorul de amortizare ζ. Pentru aceasta se citește pe curba V_p/V_s din figura 7.49 factorul de amortizare corespunzător supratensiunii admise;
- se calculează constanta de timp RC, folosindu-se nomograma din figura 7.50. Dreapta determinată de punctele: $A\left(\frac{dv}{dt}/V_s\right)$ și $B(\zeta)$ intersectează linia RC în M a cărui coordonată este constanta dorită;

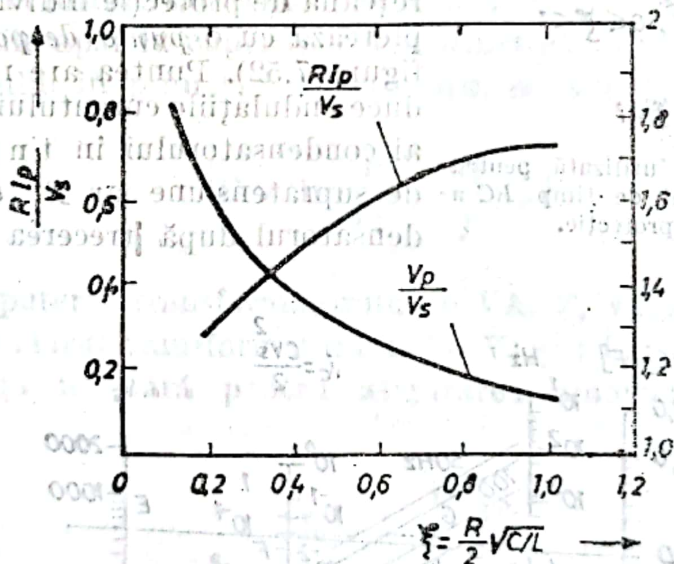


Fig. 7.49. Curbele pentru determinarea parametrilor care descriu comportarea circuitului serie R, L, C la semnalul treaptă. I_p este curentul maxim permis prin rezistența R din rețeaua de protecție, V_p supratensiunea care apare în circuit, V_s tensiunea sursei, ζ factorul de amortizare. Valoarea factorului de amortizare se ia în gama 0,5..1 (în conformitate cu verificările experimentale [1]).

- se calculează rezistența R. Din curba $\frac{RI_p}{V_s}$ în figura 7.49 se determină expresia $\frac{RI_p}{V_s}$ corespunzătoare lui ζ. Pentru I_p se alege o

valoare limită, ce ulterior poate fi reajustată printr-un calcul iterativ. Se calculează R:

$$R = \left(\frac{RI_p}{V_s}\right)_{\text{grafic}} \cdot \left(\frac{V_s}{I_p}\right)$$

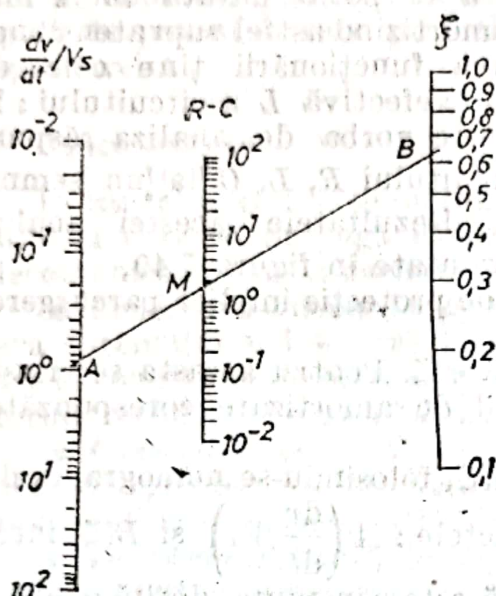


Fig. 7.50. Nomograma utilizată pentru determinarea constantei de timp RC a circuitului de protecție.

● se calculează valoarea condensatorului C:

$$C = \frac{(RC)}{R};$$

● se determină puterea disipată de rețeaua de protecție folosindu-se nomograma din figura 7.51 [1]. Se fixează punctele $D(C)$ și $E(V_s)$ care se unesc și intersecția dreptei DE cu axa J_c este punctul F, care se va proiecta pe axa frecvențelor în G.

Proiecția verticală a lui G pe scala Watt determină puterea disipată maximă.

În aplicații de foarte mare putere rețeaua de protecție individuală se completează cu o *punte de polaritate* (vezi figura 7.52). Puntea are rolul de a reduce ondulațiile curentului de încărcare al condensatorului în timpul regimului de supratensiune iar R_1 descarcă condensatorul după trecerea perturbației.

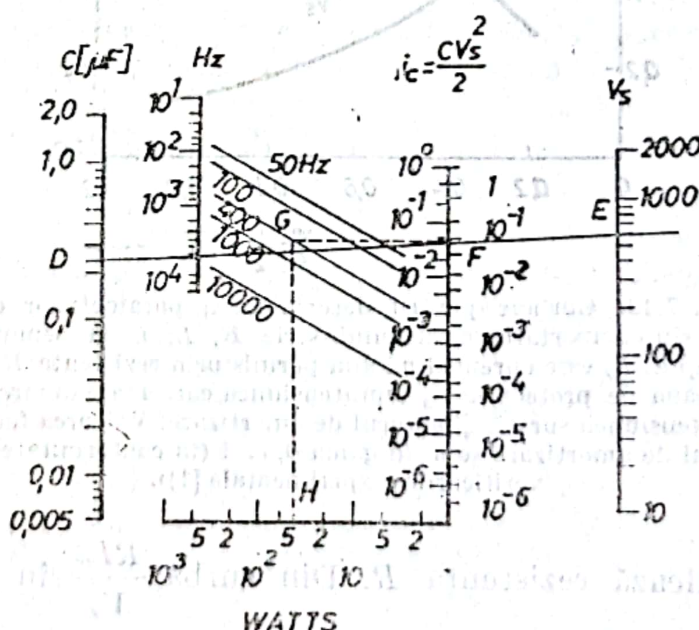


Fig. 7.5 . Nomograma utilizată pentru calculul puterii disipate de rețeaua RC de protecție.

Puntea trebuie să suporte curentul inițial mare care trece prin condensator.

În aplicații se utilizează și *protecția globală pentru reducerea încărcării tranzitorii a tiristoarelor*. Protecția globală amortizează perturbațiile propagate pe linia de alimentare a circuitului și cele produse de sarcină în timpul funcționării.

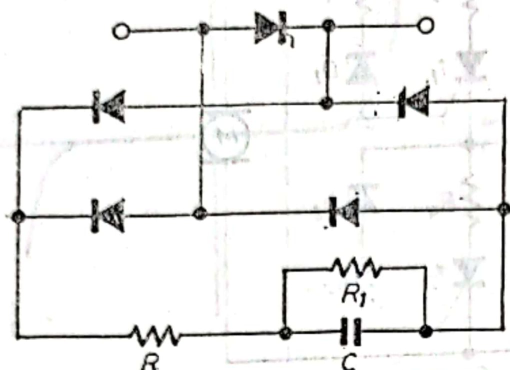


Fig. 7.52. Schema de principiu pentru protecția individuală a tiristorului cu punte și rețea RC.

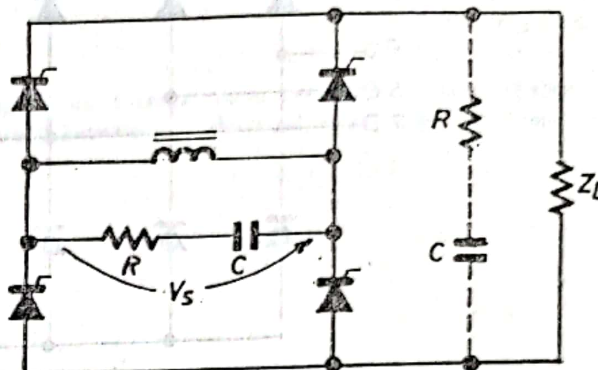


Fig. 7.53. Schema de principiu pentru protecția globală a circuitelor cu tiristoare, utilizînd rețeaua RC.

Circuitul cel mai simplu este grupul RC conectat în paralel pe modulul cu tiristoare, la intrare sau/și la ieșire. Un exemplu este dat în figura 7.53. Supratensiunile apar la cuplarea transformatorului la rețea și la întreruperea curentului în primar. Condensatorul se calculează [1] cu relația:

$$C \geqslant 10 \frac{P}{V_s^2} \cdot \frac{60}{f} \, (\mu F)$$

unde P este puterea transformatorului în VA, V_s valoarea eficace a tensiunii în secundarul transformatorului (în V) și f frecvența rețelei în Hz.

Rezistența necesară pentru asigurarea amortizării se calculează cu relația

$$R = 2\zeta \sqrt{\frac{L}{C}}$$

unde ζ este factorul de amortizare determinat din diagrama 7.49 pe baza supratensiunii estimate iar L este inductanța efectivă a circuitului.

Pentru un sistem trifazat grupul de protecție se conectează între faze sau între fiecare fază și nul, pe secundarul transformatorului, în funcție de configurația acestuia.

Figura 7.54 prezintă un exemplu de circuit de protecție globală la supratensiuni generate de sarcină. În condiții normale tiristoarele T_1, T_2 sînt blocate. Cînd tensiunea pe motor crește peste o limită prestabilită prin tensiunea de avalanșă a diodelor D_1, D_2, T_1 și T_2 intră în conduc-

ţie şuntînd sarcina prin rezistenţele R_3, R_4. De îndată ce supratensiunea dispare, tiristoarele T_1, T_2 sînt dezamorsate de trecerea prin zero a tensiunii reţelei.

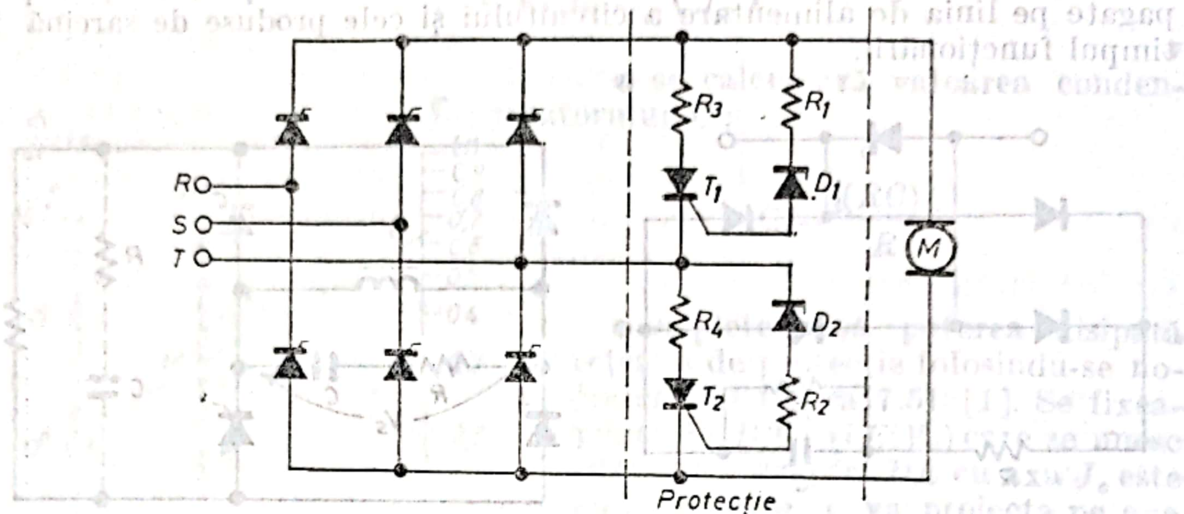


Fig. 7.54. Schema de principiu pentru protecţia globală a circuitelor cu tiristoare la supratensiunile generate de impedanţa de sarcină.

7.6.3. Limitarea pantei de creştere a tensiunii de blocare

În regimul dinamic de aplicare a tensiunii directe de blocare, capacitatea joncţiunii centrale este încărcată cu un curent proporţional cu viteza de creştere a tensiunii, putînd produce amorsarea tiristorului. Intrarea în conducţie prin efect dv/dt este considerată parazită şi trebuie evitată prin reducerea pantei de creştere sub limita maximă, garantată de producător. Pentru aceasta se foloseşte reţeaua supresoare din figura 7.48. Modul de proiectare al acestei reţele a fost descris în § 7.6.2.

7.6.4. Dispozitive de protecţie la supratensiuni. Limite de utilizare

Circuitele de protecţie folosesc diverse tipuri de componente, grupate în reţele al căror grad de complexitate este impus de nivelul cerut al protecţiei. Astfel de componente sînt: rezistente, condensatoare, bobine, diode cu avalanşă, supresoare cu seleniu, varistoare.

Supresorul este un dispozitiv activ care poate înmagazina, pentru timp foarte scurt, puteri mari de ordinul a zeci de kW. Supresorul limitează tensiunea aplicată la bornele sale la valoarea de străpungere a structurii. La atingerea tensiunii de străpungere impedanţa supresorului scade brusc de la o valoare foarte mare, practic de gol, la o valoare mică corespunzătoare curentului determinat de impedanţa circuitului exterior supresorului. În figura 7.55 este prezentată caracteristica tipică curent-tensiune a supresorului. Se remarcă simetria foarte bună a caracteristicii.

Supresorul cu seleniu se obţine prin dispunerea în opoziţie a două redresoare cu seleniu.

Varistorul este o structură policristalină obținută prin presarea unor pulberi ceramice. Tensiunea de străpungere și puterea disipată ale varistorului sînt controlate tehnologic prin dimensiunile structurii: grosime și diametru.

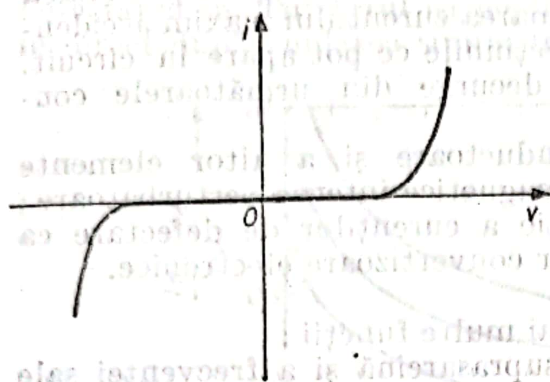


Fig. 7.55. Forma caracteristicii statice tipice curent-tensiune a dispozitivului activ supresor.

Alegerea supresorului se face în funcție de:

- *tensiunea eficace maximă* care se va aplica pe supresor. Pentru tensiuni nesinusoidale se consideră valoarea repetitivă de vîrf;
- *supratensiunea estimată*. Pe această bază se va determina curentul maxim prin supresor, din caracteristica $V-I$;
- *energia absorbită*. Energia înmagazinată în supresor este $W = \frac{1}{2} LI_M^2$ unde I_M este amplitudinea curentului presupus sinusoidal, iar L este inductanța circuitului. Pentru curenți nesinusoidali, energia disipată de supresor se calculează cu relația $W = \int Lidi$. Supresorul se va alege astfel încît capabilitatea sa energetică să fie mai mare decît valoarea calculată W;
- *puterea disipată*. Pentru pulsuri repetitive, puterea disipată medie este $P = fw$ în care f este frecvența de repetiție iar w este energia pe puls. Această putere trebuie să fie mai mică decît limita dată în foaia de catalog.

Diodele cu avalanșă controlată trebuie să suporte puterile foarte mari, de ordinul kW, pe durata pulsurilor de supratensiune.

Alegerea supresorului se va face astfel încît energia disipată pe el în timpul funcționării să nu depășească energia maximă admisă specificată de producător. *Se insistă ca atît puterea disipată pe supresor cît și durata pulsului de putere (sau numărul pulsurilor de putere) să se încadreze în limitele indicate în foaia de catalog.*

7.7. Protecția la supracurent

Capacitatea tiristorului de a conduce curenți mari este limitată de posibilitățile de evacuare a căldurii disipate, deci de menținere a temperaturii joncțiunii la valori nepericuloase. Curentul de suprasarcină accidentală reprezintă valoarea maximă pe care o poate susține tiristorul în

conducţie. Din motive legate de măsurarea suprasarcinii folosind reţeaua, durata acestui curent este limitată la 10 ms.

Într-un circuit oarecare pot apare curenţi foarte mari, a căror amplitudine depăşeşte pe timpi foarte scurţi valoarea de suprasarcină sau numărul de impulsuri este superior celui suportat de tiristor la amplitudinea respectivă. Întotdeauna este posibilă estimarea curentului maxim accidental care trece prin tiristor, analizînd defecţiunile ce pot apare în circuit. Necesitatea protecţiei la supracurenţi decurge din următoarele considerente :

a) protejarea dispozitivelor semiconductoare şi a altor elemente electrice la încălziri excesive şi cîmpuri magnetice intense perturbatoare ;

b) creşterea probabilităţii de apariţie a curenţilor de defectare ca urmare a măririi puterilor echipamentelor convertizoare electronice.

Protecţia trebuie să îndeplinească mai multe funcţii :

- limitarea duratei curentului de suprasarcină şi a frecvenţei sale de apariţie ;
- limitarea amplitudinii şi duratei curentului de scurtcircuit ;
- limitarea duratei şi amplitudinii curentului de defectare produs de scurtcircuitarea altor componente semiconductoare.

Gradul de complexitate al protecţiei depinde de :

- fiabilitatea impusă sistemului ;
- necesitatea funcţionării fără întrerupere a echipamentului chiar în cazul defectării unor componente ;
- nivelul de rezervare al circuitelor ;
- probabilitatea defectării sarcinii ;
- mărimea şi viteza de creştere a curentului de defectare.

Ponderea acestor factori depinde de tipul aplicaţiei. Sistemele complexe de protecţie sînt necesare în echipamente scumpe, a căror funcţionare este continuă şi cu o mare probabilitate de apariţie a defectelor. Costul protecţiei este compensat de gradul înalt de siguranţă în exploatare. Echipamentele nepretenţioase, ieftine au nevoie de protecţii mult mai simple, de obicei siguranţe şi supradimensionarea dispozitivelor. Cel care decide tipul necesar de protecţie este proiectantul sistemului. Pentru o alegere corectă a tiristorului, care să corespundă cerinţelor schemei, proiectantul va consulta producătorul în privinţa anumitor performanţe de detaliu.

Protecţia tiristoarelor se realizează prin două procedee generale :

- întreruperea curentului ;
- limitarea amplitudinii curentului şi a vitezei sale de creştere (di/dt).

Prima metodă se aplică supracurenţilor previzibili de durată cu ajutorul siguranţelor fuzibile, al întrerupătoarelor de sarcină, prin blocarea impulsurilor de comandă pe poartă sau limitarea curentului prin reducerea unghiului de conducţie.

Cea de-a doua metodă se bazează pe limitarea curentului de defectare prin dimensionarea impedanţei circuitului : impedanţele sursei şi sarcinii, transformator de impedanţă.

Protecţia trebuie să acţioneze înainte de a se defecta tiristoarele şi, în mod selectiv, să izoleze ramura în care apare supracurentul.

7.7.1. Protecţia la supracurent de durată, previzibil

Supracurentul maxim previzibil, $I_{T(OV)M}$, reprezintă valoarea curentului de conducţie la care tiristorul trebuie stins pentru a preintîmpina defectarea sa. Tiristorul îşi poate pierde temporar capacitatea de blocare în direct după anularea supracurentului maxim previzibil. În figura 7.56

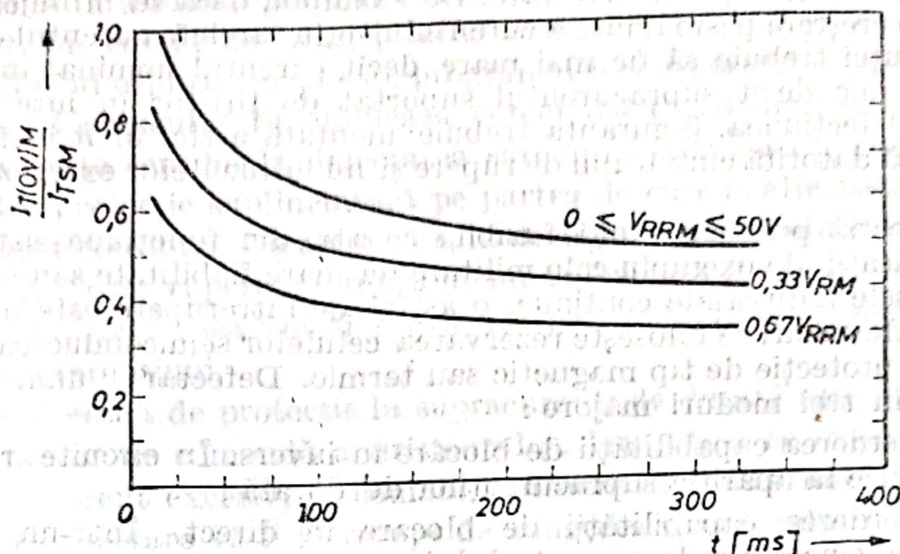


Fig. 7.56. Caracteristica normată a supracurentului previzibil maxim. Normarea se face la valoarea curentului de suprasarcină accidentală.

se prezintă caracteristica supracurentului maxim previzibil, normat la valoarea curentului de suprasarcină accidentală. Parametrul este tensiunea de blocare inversă aplicată imediat după anularea supracurentului.

Metoda de protecţie constă în folosirea siguranţei fuzibile. Acţiunea acesteia se poate urmări în figura 7.57. Curentul de defectare ar creşte

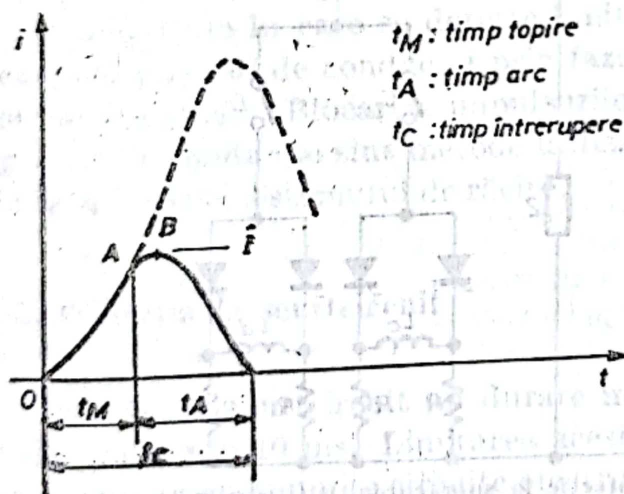


Fig. 7.57. Caracteristica de ardere a siguranţei fuzibile.

după linia punctată pînă la valoarea maximă. Siguranţa limitează amplitudinea supracurentului la valoarea $\hat{I}$ şi este anulat după intervalul t_c.

Forma curentului prin siguranţă este aproape triunghiulară. Caracteristica de supracurent a tiristorului se construieşte pe baza impulsurilor semisinusoidale de curent, mai uşor de realizat în testele de caracterizare.

Întrucît energia impulsului depinde de forma de variaţie în timp a acestuia, corelarea între curentul rupt de siguranţă şi curentul de defectare al tiristorului se face echivalînd valorile eficace ale celor doi curenţi. Studii analitice şi rezultatele testelor au arătat că este suficientă împerecherea între amplitudinea supracurentului şi cea a curentului prin siguranţă [1, 7]. Se trasează caracteristica de supracurent peste caracteristica de rupere a siguranţei şi se alege acel curent de rupere care nu depăşeşte curba tiristorului în nici o situaţie de defectare. De exemplu, dacă se protejează tiristorul la o creştere peste limite a curentului prin sarcină, curentul de rupere al siguranţei trebuie să fie mai mare decît curentul nominal în sarcină, dar mai mic decît supracurentul suportat de tiristor în intervalul cît durează defecţiunea. Siguranţa trebuie montată astfel încît încălzirea să se producă datorită curentului de rupere şi nu influenţelor exterioare.

Protecţia prin siguranţă fuzibilă scoate din funcţiune sistemul. În unele aplicaţii, de exemplu cele militare de mare fiabilitate sau cele legate de procesele industriale continue, o astfel de întrerupere este nepermisă. În astfel de cazuri se foloseşte rezervarea celulelor semiconductoare împreună cu o protecţie de tip magnetic sau termic. Defectarea unui tiristor se produce în trei moduri majore:

a) pierderea capabilităţii de blocare în invers. În circuite redresoare aceasta duce la apariţia supracurenţilor de durată;

b) pierderea capabilităţii de blocare în direct. Într-un redresor aceasta va genera pierderea controlului asupra puterii în sarcină, tiristorul rămînînd deschis pe toată durata tensiunii anodice pozitive;

c) neamorsarea tiristorului. Aceasta va rezulta în pierderea controlului puterii în sarcină deoarece tiristorul rămîne blocat.

În figura 7.58 se prezintă un exemplu de circuit a cărui protecţie la supracurent permite funcţionarea fără întrerupere. Fiecare celulă este

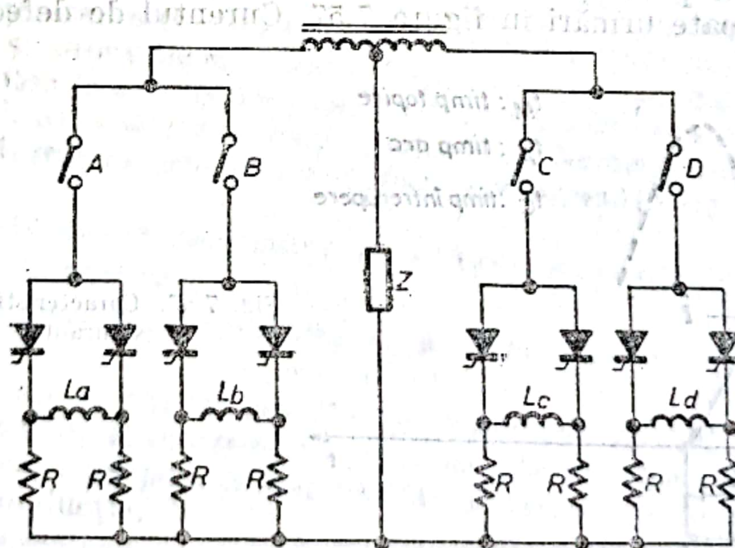


Fig. 7.58. Schemă de protecţie la supracurent a tiristoarelor, fără întreruperea funcţionării circuitului. Contactele A, B, C, D sînt normal închise.

formată din două tiristoare montate în paralel, împerecheate prin rezistenţele R. Atît timp cît curenţii prin ramurile celulei sînt egali, bobina L nu este parcursă de curent iar contactorul corespunzător este închis. Defec-

tarea unui tiristor dintr-o celulă, printr-unul din modurile prezentate mai sus, dezechilibrează puternic curenţii prin ramurile celulei şi duce la apariţia unui curent prin bobina L ce comandă deschiderea întrerupătorului respectiv, izolînd celula în care a apărut defectul. Atît timp cît celulele rămase în circuit suportă curentul cerut de sarcină echipamentul va funcţiona fără întrerupere. Întreruperea unei celule poate fi semnalizată printr-un circuit de avarie, astfel încît se intervine direct la locul defecţiunii cînd echipamentul este programat a fi reparat.

Circuitul prezentat funcţionează corect dacă nici unul din întrerupătoare nu este sensibil la defectarea sarcinii. Pentru acest caz trebuie prevăzută o protecţie suplimentară pe partea de curent alternativ sau pe cea de curent continuu. De asemenea, la decuplarea unei celule, supratensiunea indusă prin ruperea curentului nu trebuie să ducă la defectarea celulei vecine. De aceea vor fi prevăzute pe tiristoare elemente de protecţie la supratensiuni.

O altă metodă de protecţie la supracurenţi de durată este întreruperea impulsurilor de comandă a tiristoarelor. De îndată ce în circuit este detectat un curent excesiv, se comandă blocarea impulsurilor de poartă. Curentul de defectare va fi întrerupt de stingerea tiristoarelor la trecerea prin zero a tensiunii. Într-un circuit de tip invertor, blocarea impulsurilor trebuie făcută atunci cînd curentul este destul de mic pentru ca tiristorul să se dezamorseze. Sesizarea supracurentului se poate face prin senzori termici montaţi pe radiatoarele tiristoarelor sau în locuri convenabil alese sau prin traductori de curent (şunturi, transformatoare de curent, divizoare rezistive conectate pe sarcină). Senzorii iniţiează o reacţie care comandă blocarea impulsurilor de poartă.

În aplicaţiile în care se doreşte limitarea curentului de defectare, se micşorează unghiul de conducţie prin fazarea corespunzătoare a impulsurilor de comandă. Blocarea impulsurilor de comandă sau micşorarea unghiului de conducţie sînt metode utilizate pentru protecţia tiristoarelor şi în cazul avariei sistemului de răcire.

7.7.2. Protecţia la scurtcircuit

Curenţii de scurtcircuit au durate mai mici decît supracurenţii previzibili, uzual sub 10 ms. Limitarea acestora se face cu siguranţe fuzibile ultrarapide sau cu anumite circuite electronice. Alegerea siguranţei implică cunoaşterea amplitudinii curentului de scurtcircuit şi a duratei sale precum şi a dependenţei integralei de curent a tiristorului de durata supracurentului (vezi figura 7.59). Curentul I din I^2t este exprimat în valoare eficace. Valoarea sa se determină ştiind durata curentului de scurtcircuit. Integrala de curent a siguranţei trebuie să fie sub cea a tiristorului în orice

condiţie. Alegerea siguranţei urmează în continuare aceeaşi procedură ca şi in cazul supracurentului de durată.

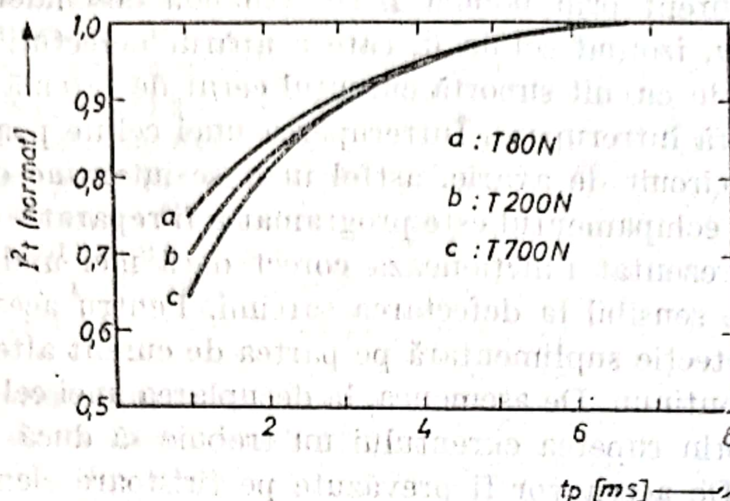


Fig. 7.59. Dependenţa integralei de curent normate în funcţie de durata supracurentului pentru trei tipuri de tiristoare.

7.8. Răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere

În timpul funcţionării un dispozitiv de putere se încălzeşte datorită puterii disipate mari. Pentru a-l proteja de degradarea prematură sau defectarea catastrofică, dispozitivul trebuie răcit menţinînd temperatura capsulei sub limita la care fluxul de căldură disipată este cel mult egal cu fluxul de căldură evacuată în mediul ambiant.

7.8.1. Metode şi sisteme de răcire. Răcirea unilaterală şi bilaterală

Principala sursă de căldură într-un dispozitiv semiconductor este structura din siliciu. Evacuarea căldurii dinspre structura din siliciu spre radiatorul pe care este montat dispozitivul se face prin conducţie. Radiatorul înmagazinează căldură cu o anumită viteză, dependentă de capacitatea sa termică (egală cu produsul dintre masă şi căldură specifică) şi o cedează mediului ambiant cu o altă viteză. Echilibrul termic se atinge atunci cînd fluxul de căldură disipată este egal cu fluxul de căldură evacuată. Transferul căldurii dinspre radiator spre mediul ambiant se poate face prin:

a) radiaţie;
b) convecţie;
c) răcire cu lichid.

În funcţie de tipul capsulei dispozitivului semiconductor, transferul de căldură se face:

a) *unilateral*: fluxul de căldură curge într-un singur sens, pe direcţia capsulă-radiator. Este cazul capsulelor cu tresă. Evacuarea căldurii

disipate în structură are loc, practic, pe o singură faţă a acesteia. Montarea capsulei pe radiator este posibilă pe o singură suprafaţă.

b) *bilateral*: capsula poate evacua căldura pe două suprafeţe opuse iar răcirea se face prin realizarea unui sandwich radiator-capsulă-radiator. Structura din siliciu are posibilitatea evacuării căldurii pe ambele feţe. Răcirea bilaterală este aplicabilă capsulelor disc.

Dacă puterea disipată nu necesită răcirea ambelor feţe, atunci se poate utiliza răcirea unilaterală, renunţînd la unul din radiatoarele sandwich-ului şi adaptînd sistemul de strîngere la un singur radiator.

7.8.2. Răcirea cu aer. Tuburi termice

Alegerea radiatorului este condiţionată de tipul capsulei semiconductorului şi disiparea termică. În general se utilizează radiatoare cu aripioare care asigură o suprafaţă mare de ventilaţie. Transferul termic se face prin convecţie iar fluxul de căldură schimbat cu mediul este [1]:

$$q = hA\eta\Delta T$$

unde:

q este cantitatea de căldură cedată mediului [W];

h — coeficientul de transfer total a căldurii a aripioarelor [W/m²°C];

A — aria totală a aripioarelor [m²];

ΔT — diferenţa de temperatură dintre punctul cel mai fierbinte al aripioarelor şi mediul ambiant [°C];

η — factor de eficienţă.

Dacă aripioarele sînt dispuse vertical, la nivelul mării coeficientul de transfer prin convecţie naturală se poate aproxima prin relaţia [1]:

$$h = 0,8\frac{\Delta T}{L}\ [\mathrm{W/m^2 °C}]$$

unde ΔT este diferenţa de temperatură dintre suprafaţă şi ambiant iar L lungimea, pe verticală, a aripioarelor, exprimată în m.

Coeficientul de transfer scade odată cu creşterea altitudinii (vezi figura 7.60).

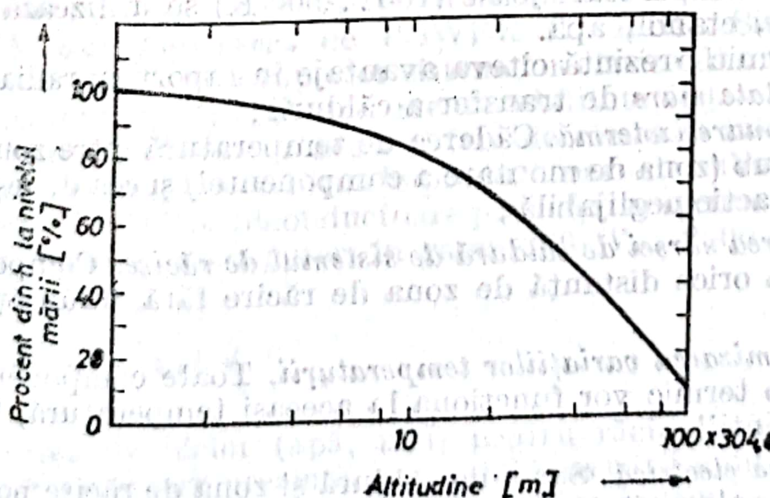


Fig. 7.60. Dependenţa coeficientului de transfer prin convecţie naturală, *H* (vezi pagina 45), în funcţie de altitudine [1].

Transferul termic dinspre radiator este îmbunătățit dacă se face ventilația forțată a radiatorului. În acest caz, coeficientul de transfer, devine [1]:

$$h = 0{,}77636 \sqrt{\frac{v}{L}} \quad [\mathrm{W/m^2{}^\circ C}]$$

unde v este viteza aerului în curgere laminară de-a lungul aripioarelor, exprimată în m/s, iar L lungimea aripioarelor paralele cu curgerea aerului, exprimată în m. Relația este valabilă pentru curgerea laminară a aerului.

Eficacitatea η ia în considerare abaterile de la condițiile ideale de transfer date de scăderea temperaturii cu distanța față de sursa de căldură și de transferul termic redus la extremitățile aripioarelor; η se definește ca raportul dintre căldura reală evacuată de aripioară și căldura ce ar putea fi transferată dacă temperatura aripioarei ar fi a celui mai fierbinte punct de pe aceasta. Punctul cel mai fierbinte este în vecinătatea dispozitivului. Factorul η depinde de geometria aripioarei, de coeficientul de transfer h, și de conductivitatea termică k a materialului.

În ultimii ani a început să progreseze *răcirea bazată pe tuburi termice*. Tubul termic este un dispozitiv care realizează transferul termic folosind ciclul închis evaporare—condensare—vaporizare al unui fluid de lucru. Transferul căldurii se face prin transport de masă al fluidului și schimbarea fazei acestuia.

Constructiv, tubul termic este compus dintr-o țeavă închisă etanș la ambele capete ai cărei pereți interiori sînt sau căptușiți cu un material cu structură capilară sau canelați. Materialul poros este saturat cu fluidul de lucru. La un capăt al tubului are loc vaporizarea fluidului prin absorbție de căldură de la sursa termică. Datorită diferenței dinamice de presiune, vaporii se deplasează spre celălalt capăt al tubului unde se condensează. Vaporii condensați se întorc în zona de vaporizare prin gravitație, presiune osmotică, forță centrifugă, cîmp electrodinamic. Transferul termic spre și dinspre fluid, în zonele de vaporizare, respectiv condensare, se face printr-unul din mecanismele clasice: conducție sau radiație. Fluidul de lucru folosit depinde de domeniul temperaturilor în care trebuie să funcționeze tubul. Pentru temperaturi joase (100...500°K) se utilizează freon, amoniac, metanol, etanol, apă.

Tubul termic prezintă cîteva avantaje în raport cu radiatorul clasic:

a) *capacitate mare* de transfer a căldurii;

b) *funcționare izotermă*. Căderea de temperatură între zona de intrare a căldurii în tub (zona de montare a componentei) și cea de ieșire (zona de răcire) este practic neglijabilă;

c) *separarea sursei de căldură de sistemul de răcire*. Componenta poate fi montată la orice distanță de zona de răcire fără înrăutățirea transferului termic;

d) *uniformizarea variațiilor temperaturii*. Toate componentele plasate pe același tub termic vor funcționa la aceeași temperatură, fără a apare „puncte fierbinți";

e) *izolarea electrică*. Sursa de căldură și zona de răcire pot fi separate folosind materiale și fluide cu proprietăți corespunzătoare;

f) *volum redus*.

Tubul termic oferă o variantă atrăgătoare de răcire a tiristoarelor care lucrează la puteri mari. Fluidul de lucru cel mai utilizat este apa. În figura 7.61 se prezintă schematic o variantă de răcire a unui tiristor cu ajutorul tubului termic. Căldura absorbită din tiristor produce vaporizarea fluidului de lucru care condensează cedînd căldura aerului ce circulă

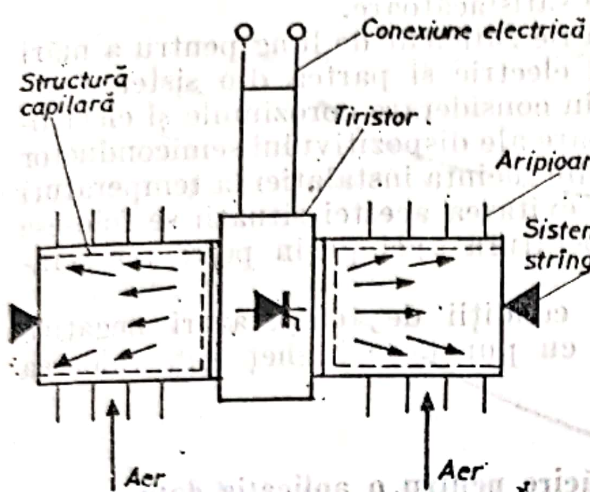


Fig. 7.61. Sistem de răcire a tiristorului prin utilizarea unui tub termic. Întoarcerea fluidului de lucru în zona de vaporizare se face prin capilaritate.

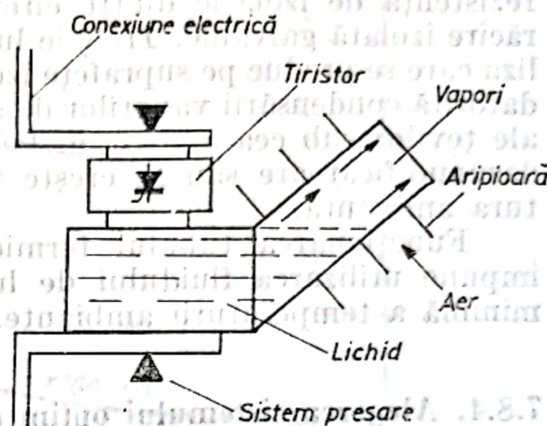


Fig. 7.62. Variantă de sistem de răcire cu tub termic a tiristorului, în care întoarcerea fluidului de lucru în zona de vaporizare se face prin gravitație.

printre nervurile tubului. Reîntoarcerea fluidului în zona de vaporizare se face prin capilaritate. În figura 7.62 este dată o variantă de răcire în care întoarcerea fluidului se face prin gravitație. Astfel de sisteme au fost realizate [8] în Japonia, U.R.S.S.

O altă variantă de răcire constă în imersarea tiristorului în fluidul de lucru al tubului termic. În acest caz fluidul trebuie să fie dielectric. Avantajul acestui sistem constă într-o capacitate termică ridicată raportată la unitatea de masă sau de volum. Dezavantajul este dat de faptul că în prezent această abordare implică o tehnologie scumpă și pretențioasă.

Cel mai avantajos fluid de lucru este apa. Tubul se confecționează din cupru de mare puritate. Sistemul de răcire cu tub termic este comercializat [8] sub denumirea de POWER KICKER. Sistemul de răcire bazat pe tub termic este superior sistemelor clasice din toate punctele de vedere : performanță, fiabilitate, mentenabilitate [8].

Este foarte probabil ca acest sistem de răcire să înlocuiască în viitor sistemele clasice de răcire. Firmele producătoare de tuburi termice pentru răcirea dispozitivelor semiconductoare produc și comercializează în prezent sisteme de răcire pentru puteri în gama 250 W...2500 W.

7.8.3. Răcirea cu lichid

Utilizarea lichidelor (apă, ulei) pentru răcirea dispozitivelor semiconductoare de putere prezintă avantajul evacuării unui flux termic mare și a scăderii gabaritului. Unul din cei mai buni agenți de răcire este apa deionizată. Calitatea acesteia presupune următoarele proprietăți :

- pH-ul între 7,0 și 9,0 (neutră sau ușoară acțiune alcalină);

• conținutul de clor de maximum 20 ppm ; conținutul de azot de maximum 10 ppm ; conținutul de sulf de maximum 100 ppm ;
• impurități solide : maximum 250 ppm.

Deoarece o analiză chimică a apei nu este întotdeauna posibilă, se preferă caracterizarea alternativă pe baza rezistivității electrice. Se consideră că o valoare de 2500 Ωcm este satisfăcătoare.

Circuitul apei de răcire trebuie să fie suficient de lung pentru a mări rezistența de izolație dintre circuitul electric și partea din sistemul de răcire izolată galvanic. Trebuie luate în considerare coroziunile și electroliza care se produc pe suprafețe izolatoare ale dispozitivului semiconductor datorită condensării vaporilor de apă din incinta instalației la temperaturi ale țevilor sub cea ambiantă. Pentru evitarea acestei situații se folosesc dezumidificatoare sau se crește temperatura apei puțin peste temperatura ambiantă.

Funcționarea tubului termic în condiții de temperaturi negative impune utilizarea fluidului de lucru cu punct de îngheț sub valoarea minimă a temperaturii ambiante.

7.8.4. Alegerea sistemului optim de răcire pentru o aplicație dată

Sistemul de răcire se alege în funcție de :

• *puterea disipată de dispozitivul semiconductor în timpul funcționării.* Pentru curenți între 25 și 100 A eficace se asigură răcirea prin convecție pe radiator cu aripioare sau din aluminiu extrudat. Peste 100 A eficace se recurge și la răcire cu lichid iar radiatoarele sînt de tipul aluminiu extrudat ;

• *condițiile de mediu în care va funcționa ansamblul de răcire.* Parametrul cel mai important este temperatura ambiantă care limitează transferul termic al radiatorului. În cazul răcirii cu lichid se va ține cont de temperatura lichidului și de viteza de curgere a acestuia ;

• *restricții de gabarit.* Volumul sistemului scade în cazul răcirii forțate pentru același flux caloric evacuat ;

• *cost.* Prețul sistemului de răcire este legat de volumul său și de performanțele transferului termic.

7.8.5. Calculul răcirii în diverse regimuri de funcționare

Calculul răcirii presupune realizarea următoarelor etape :

a) determinarea puterii disipate pe tiristor ;
b) determinarea temperaturii maxim admisibile a capsulei tiristorului ;
c) alegerea radiatorului.

Căldura produsă în joncțiune în conducție directă este transferată capsulei, de aici radiatorului și evacuată în mediu. În regim staționar, diferența de temperatură dintre joncțiune și ambiant este

$$T_{vj} - T_a = P(R_{th\ j-c} + R_{th\ c-r} + R_{th\ r-a}) \qquad (7.16)$$

unde :

T_{vj} este temperatura joncțiunii,

T_a — temperatura ambiantă,

P — puterea medie disipată în conducție,
$R_{th\ j-c}$ — rezistența termică joncțiune capsulă;
$R_{th\ c-r}$ — rezistența termică dintre capsulă și radiator,
$R_{th\ r-a}$ — rezistența termică radiator-ambiant.

$R_{th\ r-a}$ nu este în general constantă, depinzînd de materialul radiatorului, de tipul suprafeței, de dimensiuni și de diferența de temperatură

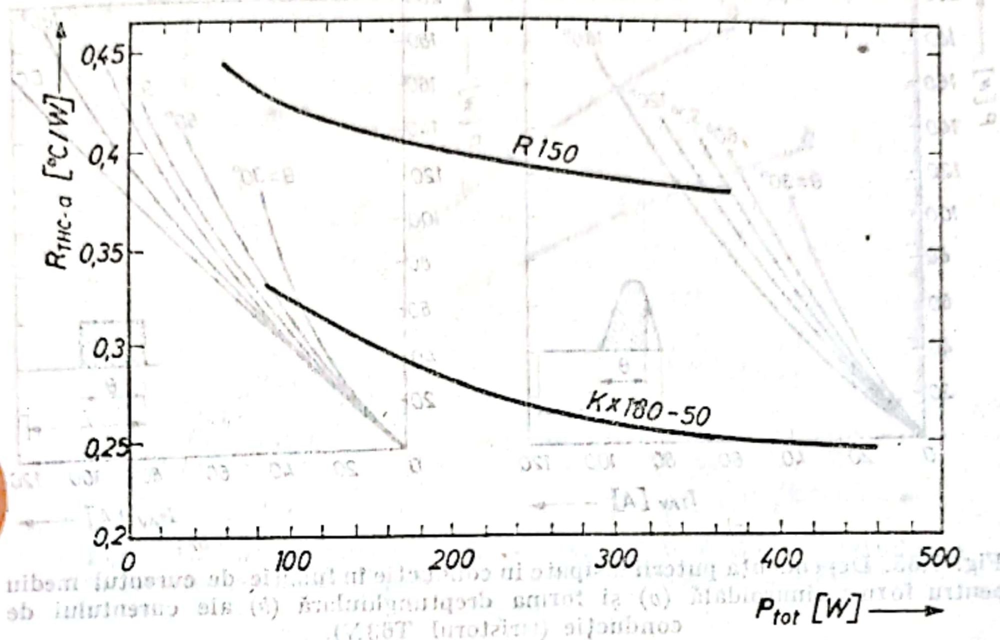


Fig. 7.63. Dependența rezistenței termice dintre capsulă și mediul ambiant în funcție de puterea disipată totală pentru două tipuri de radiatoare.

dintre radiator și aerul înconjurător. Producătorii de radiatoare dau curbe $R_{th\ r-a}(P)$ sau $R_{th\ c-a}(P)$ (vezi figura 7.63). Circuitul termic echivalent pentru ecuația 7.16 este prezentat în figura 7.64. Temperatura se echivalează cu potențialul electric iar puterea cu intensitatea curentului electric. $R_{th\ j-c}$ și $R_{th\ c-r}$ sînt date de catalog.

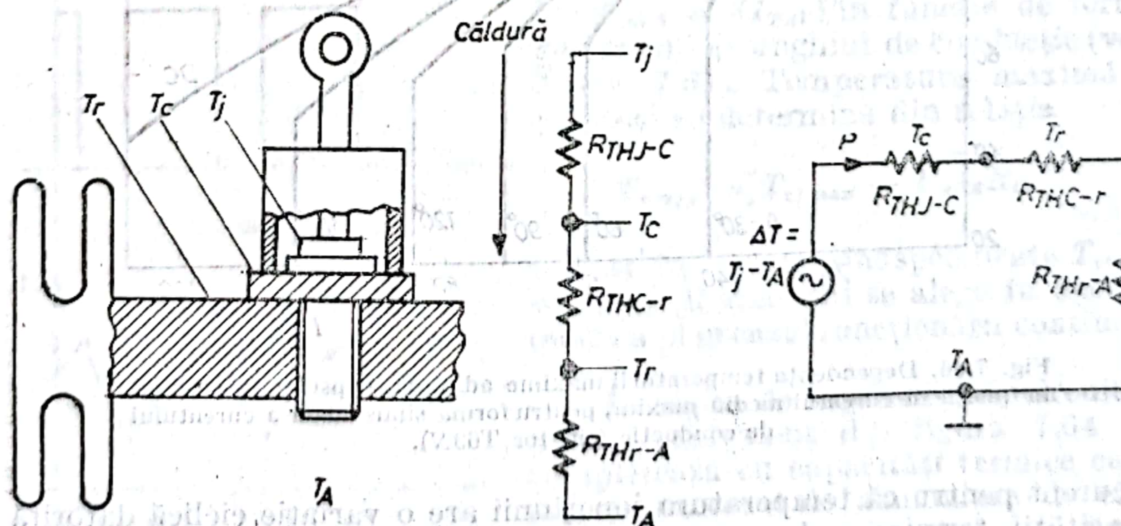


Fig. 7.64. Schema simplificată a transferului termic dinspre structura semiconductoare înspre mediul ambiant și circuitul electric echivalent.

În regim continuu puterea medie se determină din curba $P = P(I_{TAV})$ (vezi figura 7.65 curba notată *D.C.* — *Direct Current*). Se determină temperatura maxim admisibilă a capsulei, T_c, din curba $T_c = T_c(I_{TAV})$ (vezi fig. 7.66) de regim continuu — *DC*. Se menţionează că nu se poate substitui puterea continuă cu cea medie obţinută din medierea unor impulsuri

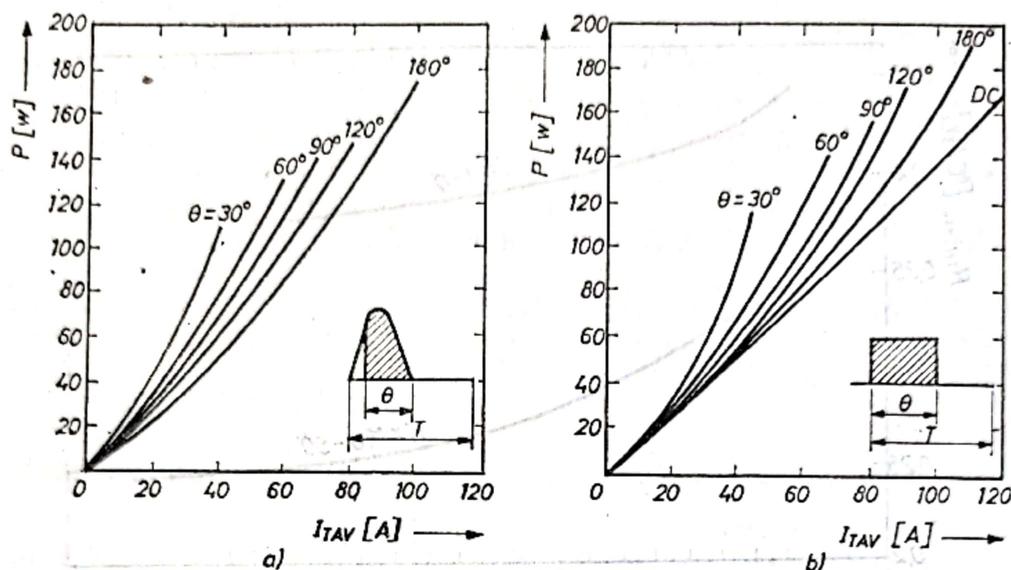


Fig. 7.65. Dependenţa puterii disipate în conducţie în funcţie de curentul mediu pentru forma sinusoidală (*a*) şi forma dreptunghiulară (*b*) ale curentului de conducţie (tiristorul T63*N*).

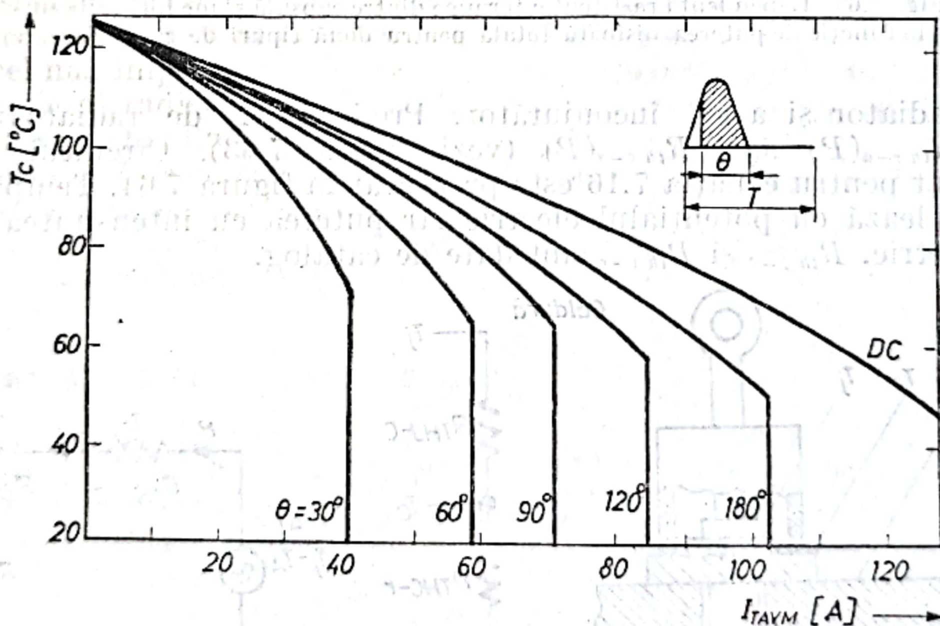


Fig. 7.66. Dependenţa temperaturii maxime admise a capsulei tiristorului în funcţie de curentul mediu maxim, pentru forma sinusoidală a curentului de conducţie (tiristor T63*N*).

de curent pentru că temperatura joncţiunii are o variaţie ciclică datorită capacităţii termice reduse a structurii semiconductoare. Temperatura maxim admisibilă a radiatorului rezultă direct:

$$T_r = T_c - PR_{th\ c-r}.$$

Temperatura maximă ambiantă este dată prin tema de proiectare, deci se alege radiatorul care menține o diferență de temperatură $\Delta T = T_r - T_a$ și disipă puterea P pe baza curbelor date de constructorul de radiatoare (vezi figura 7.67).

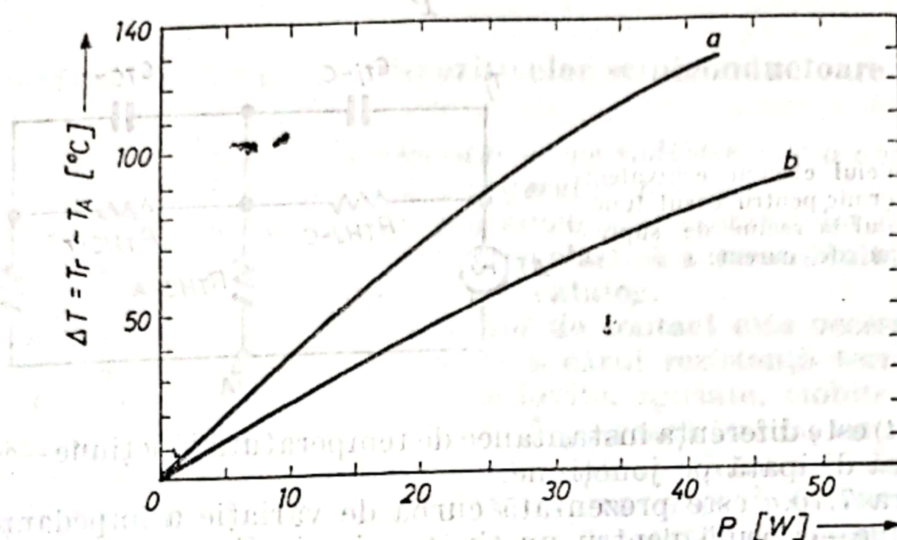
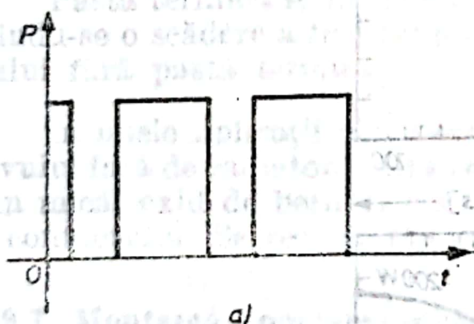


Fig. 7.67. Creșterea temperaturii radiatorului față de cea ambiantă în funcție de puterea disipată : (a) Radiator nichelat ; (b) Radiator vopsit.

În regim pulsatoriu temperatura joncțiunii urmărește variația puterii (vezi figura 7.68).

În cazul în care impulsul de putere are o formă oarecare el se poate echivala cu un impuls dreptunghiular de aceeași energie, cu următorii parametri : amplitudinea egală cu valoarea maximă a impulsului real și durata egală cu raportul dintre energie și amplitudine. Puterea medie disipată se determină din curbele de catalog $P_{AVE} = f(I_{TAV})$ în funcție de forma curentului și unghiul de conducție (vezi figura 7.65). Temperatura maximă a capsulei se determină din relația



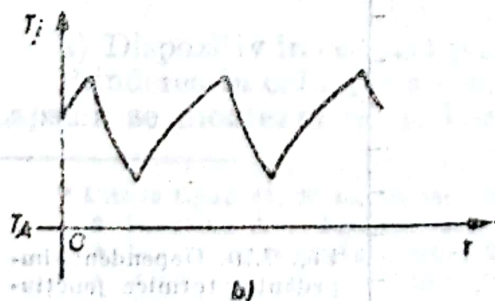


Fig. 7.68. Forma de undă a puterii disipate pe tiristor (a) și variația corespunzătoare a temperaturii structurii (b).

$$T_{c\,max} = T_{vj\,max} - P_{AVE} R_{th\,j-c}$$

în care în catalog sînt specificate $T_{vj\,max}$ și R_{thj-c}. Radiatorul se alege în același mod ca și în cazul funcționării continue.

În regim de suprasarcină, circuitul termic echivalent din figura 7.64 se completează cu capacități termice care descriu procesul de acumulare de căldură, obținîndu-se circuitul din figura 7.69. Circuitul se poate complica considerînd o rețea în π, echivalentă, care să includă în detaliu toate contacte-

le rezultate în urma asamblării structurii în sandwich-ul de montaj din capsulă. Transferul termic în regim de neechilibru este descris de impedanţa termică Z_{th} definită astfel :

$$Z_{th\, j-c} = \frac{\Delta T_{j-c}(t)}{P}$$

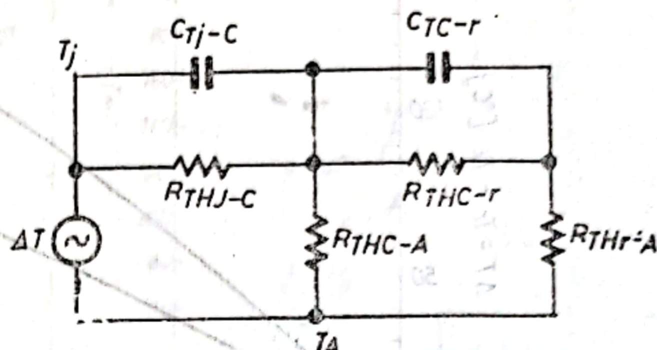
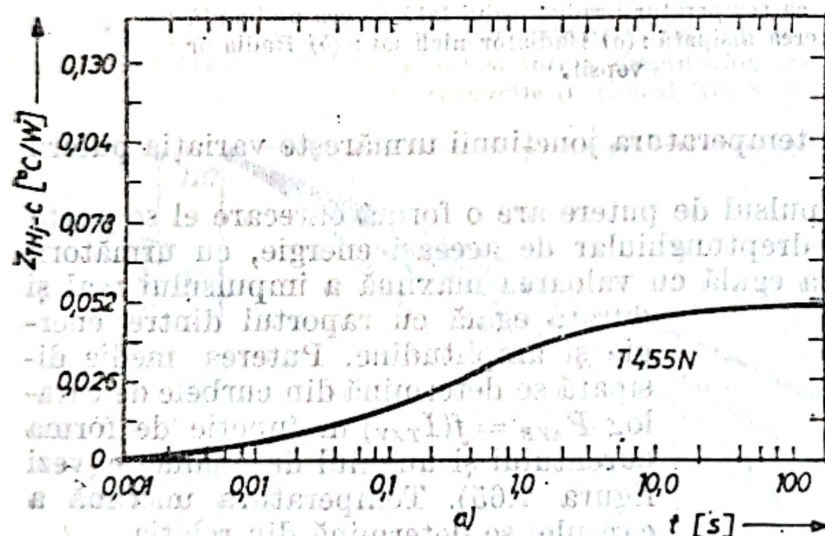


Fig. 7.69. Modelul electric echivalent al transferului termic pentru cazul funcţionării tiristorului în regim de suprasarcină de curent.

unde $\Delta T_{j-c}(t)$ este diferenţa instantanee de temperatură joncţiune—capsulă iar P puterea disipată pe joncţiune.

În figura 7.70.a este prezentată curba de variaţie a impedanţei termice joncţiune—capsulă pentru un tiristor, iar în figura 7.70.b curba de



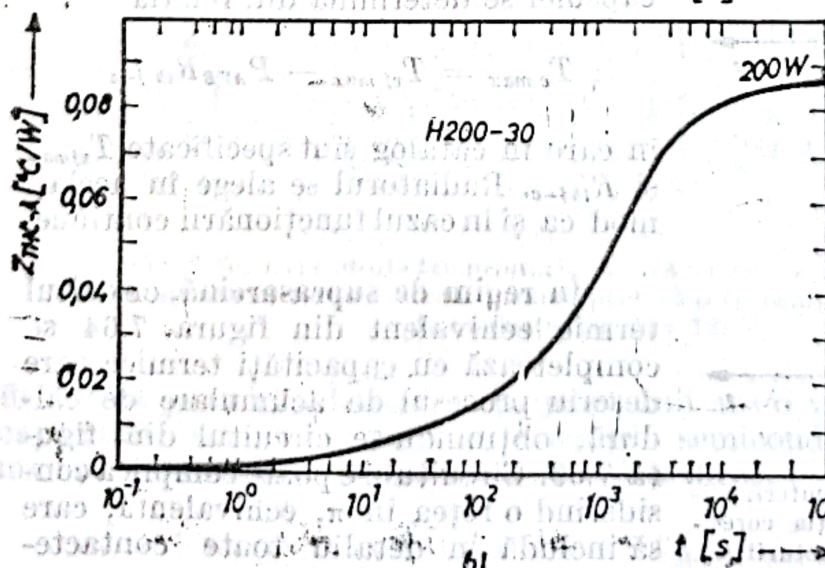


Fig. 7.70. Dependenţa impedanţei termice joncţiune-capsulă (a), curba impedanţei termice capsulă-ambiant a radiatorului în funcţie de timp (b).

variaţie a impedanţei termice capsulă—ambiant pentru un radiator specificat. Impedanţa ansamblului tiristor—radiator se calculează pe baza modelului echivalent electric sau se determină experimental. Pentru timpi mai mici de o secundă de la aplicarea pulsului de putere, radiatorul se comportă ca un radiator infinit cu rezistenţă termică nulă.

7.9. Montarea pe radiator a dispozitivelor semiconductoare de putere

Montarea dispozitivului semiconductor pe radiator este o operaţiune de maximă importanţă în asigurarea transferului termic.

Montarea implică prelucrări mecanice ale suprafeţelor în contact, preparări ale acestor suprafeţe, strîngerea elastică a ansamblului capsulă—radiator la parametrii impuşi de foaia de catalog.

Prelucrarea mecanică a suprafeţelor de contact este necesară pentru asigurarea unui contact cît mai intim a cărui rezistenţă termică să fie minimă. Suprafeţele nu trebuie să fie lovite, zgîriate, ciobite. Abaterile de planeitate şi rugozitate nu trebuie să depăşească 10 μm, iar rugozitatea medie va fi mai bună de 0,8 μm. Suprafeţele vor fi curate, degresate cu solvenţi, fără incluziuni de corpuri străine. *Suprafaţa de contact de transfer termic nu se acoperă cu lacuri sau vopseluri*, în cazurile de protecţie la coroziune a radiatorului. *Suprafaţa se poate nichela, dar înainte de montarea dispozitivului, se va dezoxida prin lustruire mecanică, urmată de ştergere cu cîrpă fără scame.*

Deoarece o prelucrare mecanică, oricît de bună, nu asigură o rugozitate nulă, efectul micilor denivelări ale suprafeţelor de contact este micşorat prin utilizarea unei vaseline care umple interstiţiile şi îmbunătăţeşte transferul termic. În plus, vaselina minimizează coroziunea determinată de acţiunea galvanică dintre suprafeţele de contact ale capsulei dispozitivului şi radiatorului *.

Pasta termică se întinde într-un strat foarte subţire şi uniform, obţinîndu-se o scădere a rezistenţei termice de cîteva ori faţă de cazul contactului fără pastă termică.

În unele aplicaţii este necesară izolarea electrică a capsulei dispozitivului faţă de radiator. Între capsulă şi radiator se intercalează un izolant din mică, oxid de beriliu, fibră de sticlă, ce va creşte rezistenţa termică a contactului. Se recomandă ungerea şaibei izolatoare cu pastă termică.

7.9.1. Montarea componentelor de medie putere

a) Dispozitiv în capsulă plastic *TO*220.

Prinderea în cablaj a acestei capsule se face prin lipirea terminalelor. Capsula se montează pe radiator prin prindere cu şurub, suprafaţa de

---

* Cîteva tipuri [1, 3] uzuale de vaselină (numită şi *pastă termică*) sînt :
- Penetrox A — Burndy Corp;
- Isoflex LDS18 Spezial AL10 St 1 (nu se foloseşte pentru contact pe aluminiu);
- Alcoa No. 2;
- DC 19 Dow-Corning
- DC 340 Dow-Corning
- Penn-Union Cual-Aid, etc.



contact fiind preparată în mod corespunzător. *Deoarece o parte din căldură este evacuată prin terminale, lungimea acestora este bine să fie cît mai mică posibil.* Se recomandă ca terminalele să nu fie lipite în aceleași puncte cu dispozitive disipative, cum ar fi rezistențe de putere, transformatoare, lămpi și, în plus, să fie dispuse cît mai departe de acestea pentru a nu înrăutăți disipația componentei semiconductoare.

Condiționat de spațiu, *terminalele se pot îndoi o singură dată, la o distanță de cel puțin 1 mm față de inserția în rășină.* Îndoiri repetate duc la ruperea lor. *În timpul îndoirii, terminalele trebuie ținute ferm în cleşte* pentru a nu transmite capsulei efortul de îndoire.

b) Capsulă montată prin presare (tip *RA*).

Această capsulă este destinată montării în radiator prin presare într-o gaură cu diametrul ușor subdimensionat. Fixarea se realizează prin forța de frecare dintre randalina capsulei și peretele interior al găurii radiatorului. Radiatorul poate fi din aluminiu, cupru sau oțel. Grosimea radiatorului trebuie să nu fie mai mică decît lățimea porțiunii randalinate a capsulei. Gaura în radiator trebuie să aibă șanfren pentru ghidarea capsulei. Transferul termic este optim dacă întreaga lățime a randalinei este în contact cu radiatorul. Forța de presare trebuie limitată la 300 kgf pentru a preveni dezalinierea față de gaură și un efort prea mare exercitat asupra capsulei. În timpul presării forța trebuie distribuită uniform.

7.9.2. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu șurub

Transferul termic este unilateral, prin suprafața plană a bazei și suprafața șurubului. Pentru fixare, în radiator se practică o gaură șanfrenată, filetată sau nu. În primul caz, șurubul capsulei se înfiletează în gaură. În al doilea caz șurubul capsulei este trecut prin gaură iar prinderea se face cu șaibă elastică și piuliță.

Un contact termic bun între radiator și capsulă se obține dacă strîngerea se face cu *cuplu controlat*. Valoarea cuplului de strîngere este specificată în foaia de catalog a componentei. *Strîngerea se execută în mod obligatoriu cu cheie dinamometrică în clasa corespunzătoare cuplului.* Depășirea limitei maxim admise a cuplului nu îmbunătățește contactul termic, în schimb tensionează structura semiconductoare și aliajele de lipire din interiorul capsulei, determinînd în mod obișnuit defectări ale dispozitivului. În cazul dispozitivelor de putere realizate în tehnologia cu contacte presate, depășirea cuplului provoacă deformarea bazei și micșorarea suprafeței de contact între structură și ambază înrăutățind regimul termic.

Pentru toate capsulele cu șurub. *filetul trebuie strîns fără a fi uns.*

În cazul prinderii în găuri nefiletate, strîngerea piuliței se face imobilizînd baza capsulei.

7.9.3. Montarea componentelor încapsulate în capsulă cu bază plată

Pînă în prezent, în fabricație la *IPRS-BĂNEASA* există un singur tip de capsulă cu bază plată, numită *E*50, în care se montează diode și tiristoare în gama 200...450 A. Suprafața radiatorului trebuie prelucrată conform celor discutate în § 7.9. Montarea capsulei se face prin intermediul

unei plăci din oţel-arc, tensionată cu patru şuruburi pînă cînd placa elastică devine paralelă cu suprafaţa de contact. Între placă şi radiator, pe axa fiecărui şurub, se introduce cîte un distanţier. Şuruburile sînt dispuse în colţurile unui pătrat iar strîngerea lor se efectuează alternativ, în cruce, cîte o semitură, pînă cînd distanţierii se ating. Urmează o relaxare cu mai puţin de sfert de tură (60°). Dacă grosimea radiatorului este mai mică decît lungimea şuruburilor, acestea vor fi strînse cu piuliţe, introducînd şi pe spate o placă elastică sau şaibe elastice pe fiecare şurub.

7.9.4. Montarea componentelor încapsulate în capsulă disc

În fabricaţie la *IPRS-BĂNEASA* se află trei tipuri de capsulă disc : *T*20, *T*30, *T*50, iar în dezvoltare *T*28*P*, *T*36, *T*48. Avantajul acestora constă în răcire bilaterală care permite creşterea puterii disipate cu pînă la 60% la aceeaşi temperatură a joncţiunii, comparativ cu capsulele cu tresă.

Specific capsulei disc este realizarea prin presare a contactelor electric şi termic atît în interiorul capsulei cît şi în radiator. Forţa de presare se aplică pe axa de simetrie a dispozitivului pentru uniformizarea presiunii. O distribuţie neuniformă a acesteia creşte rezistenţa termică a contactului degradînd caracteristica de transfer termic. Forţa de strîngere este transmisă capsulei de două suprafeţe emisferice centrate prin ştifturi, presate de arcuri lamelare. Strîngerea se realizează prin două şuruburi rotite alternativ cu acelaşi unghi pînă la atingerea forţei necesare, citită pe un indicator. Elementele de strîngere trebuie să aibă proprietăţi mecanice stabile cu temperatura pentru a se păstra forţa de presare.

Foaia de catalog prevede pentru fiecare tip de radiator utilizat, valoarea forţei de strîngere şi rezistenţa termică radiator—capsulă.

Simetria capsulei disc permite montarea într-un singur ansamblu de răcire a dispozitivelor conectate electric în paralel sau serie.

Conectarea unui grup de tiristoare în acelaşi ansamblu de răcire se face prin montare în paralel dacă se utilizează sisteme individuale de strîngere sau prin montare în serie dacă se foloseşte un sistem de strîngere comun tuturor tiristoarelor.

- Răcirea capsulelor prin montare în paralel.

Tiristoarele se montează cu o faţă pe un radiator comun iar fiecare a doua faţă se va monta pe un radiator propriu. Fiecare capsulă în parte necesită un sistem individual de strîngere. Tiristoarele nu se vor monta între două radiatoare datorită diferenţelor în înălţimea capsulelor.

Din punct de vedere electric, tiristoarele se pot conecta în serie sau paralel.

- Răcirea capsulelor prin montare în serie.

Tiristoarele se intercalează între radiatoare într-un sandwich radiator—tiristor 1 — radiator — tiristor 2 — radiator. Presarea ansamblului se realizează cu un singur sistem de strîngere.

Din punct de vedere electric, tiristoarele se pot conecta în serie sau paralel.

BIBLIOGRAFIE

1. *** *GENERAL ELECTRIC*, SCR Manual, Fifth Edition, 1972.
2. *W. Bösterling, K. A. Rüther, A. Tscharn*, Dynamic Characteristics of Thyristors-Today, Technical Information 9, AEG-TELEFUNKEN.
3. *N. Iosif, ş.a.*, Tiristoare şi module de putere. Catalog, Editura Tehnică, Bucureşti, 1984.
4. *W. Bösterling*, Concerning the turn-on and turn-off power losses in fast thyristors, Technical Information 4, AEG-TELEFUNKEN.
5. *** *AEG-TELEFUNKEN*, Gate turn-off thyristors. Technical Data, 1985.
6. *S. K. Ghandi*, Semiconductor Power Devices, John Wiley & Sons, New York.
7. *** *WESTINGHOUSE*, SCR Designers Handbook, Second Edition.
8. *** *CONTRACT CERCETARE IPRS-BANEASA — I. POLITEHNIC BRAŞOV*, Tuburi termice.

8 Circuite de comandă pe poartă

Convertoarele electronice ale energiei electrice sînt sisteme reglabile în a căror structură pot fi identificate două subsisteme și anume :

— circuitele de *prelucrare a energiei* (*power conditioning* circuits);

— circuitele de *prelucrare a semnalelor de comandă* (*control data processing* circuits).

Prima categorie de circuite a fost prezentată în *Capitolul 6* al acestei cărți.

Circuitele din a doua categorie se prezintă într-o mare varietate; practic fiecare model de convertor, fie că este de producție industrială fie că este confecționat de utilizator, este dotat cu un circuit de comandă proiectat ad-hoc. Încercări de sistematizare și tipizare s-au făcut recent în domeniul elaborării unor circuite integrate specializate.

În acest capitol se analizează principalele funcții îndeplinite de circuitele de comandă și se exemplifică realizarea acestora în variantele cele mai simple sau cele mai răspîndite, atît în tehnologie discretă cît și în tehnologie integrată.

8.1. Funcțiunile circuitelor de comandă

Structura funcțională a circuitelor de comandă diferă în raport cu clasa de convertoare pe care le deservesc.

a) Pentru *convertoarele neautonome, cu comutație naturală*, tensiunea alternativă a rețelei asigură atît referința de timp cît și comutarea inversă a tiristoarelor (sau triacelor) așa încît circuitului de comandă îi revin următoarele funcțiuni :

(1) — corelarea momentului de începere a fiecărui ciclu de comutație cu momentul trecerii prin zero a tensiunii rețelei ;

(2) — definirea perioadei de repetiție a ciclului de comutație ;

(3) — conversia semnalului de comandă în întîrziere față de momentul de referință (reglarea fazei de comandă) și realizarea legii necesare de modulație ;

(4) — asigurarea succesiunii corecte a semnalelor de comandă pe toate tiristoarele convertorului (la convertoarele polifazice);

(5) — formarea impulsurilor cu parametrii (amplitudine, durată etc.) ceruți de tiristorul sau triacul folosit în convertor ;

(6) — izolarea galvanică a circuitului de comandă față de intrările în tiristoare, dacă aceasta este necesară ;

(7) — realizarea caracteristicii de reglaj cerute de utilizatorul de energie;

(8) — generarea semnalelor de protecţie şi avertizare în caz de funcţionare anormală.

b) Pentru *convertoarele autonome*, cu comutaţie forţată, la care toţi parametrii de comutaţie sînt independenţi de condiţii exterioare, schema de comandă trebuie să genereze atît referinţele de timp cît şi semnalele pentru circuitele auxiliare destinate comutării inverse a tiristoarelor (triacele nu sînt folosite la realizarea convertoarelor autonome). Se pot distinge următoarele funcţiuni:

(1) — generarea secvenţei de repetiţie a comutărilor şi a legii de corelare a acesteia cu alţi parametri (de exemplu cu amplitudinea tensiunii de ieşire);

(2) — generarea intervalelor de timp ale stării de conducţie pentru fiecare tiristor din schema de putere, prin formarea de impulsuri destinate circuitelor auxiliare de stingere şi decalarea corespunzătoare a acestora în raport cu impulsurile de amorsare;

(3) — conversia semnalului de comandă în rapoarte de conducţie în funcţie de modul de sinteză a formei de undă la ieşire şi realizarea legii necesare de modulaţie;

(4) — asigurarea succesiunii corecte a semnalelor de comandă pe toate grupurile de tiristoare ale convertorului;

(5) — formarea impulsurilor cu parametrii necesari circuitelor de poartă ale tiristoarelor;

(6) — izolarea galvanică dintre circuitul de comandă şi cel de putere;

(7) — generarea semnalelor de protecţie şi avertizare la avarie.

Funcţiunile (1)...(3) constituie sistemul de prelucrare a informaţiei de comandă şi/sau a stării mărimilor de ieşire ale sistemului, denumit „modulator". Blocul care asigură funcţia (4), este un automat finit.

Funcţiunile (1)...(5) trebuie să fie realizate *de toate circuitele de comandă*; celelalte sînt specifice sau opţionale.

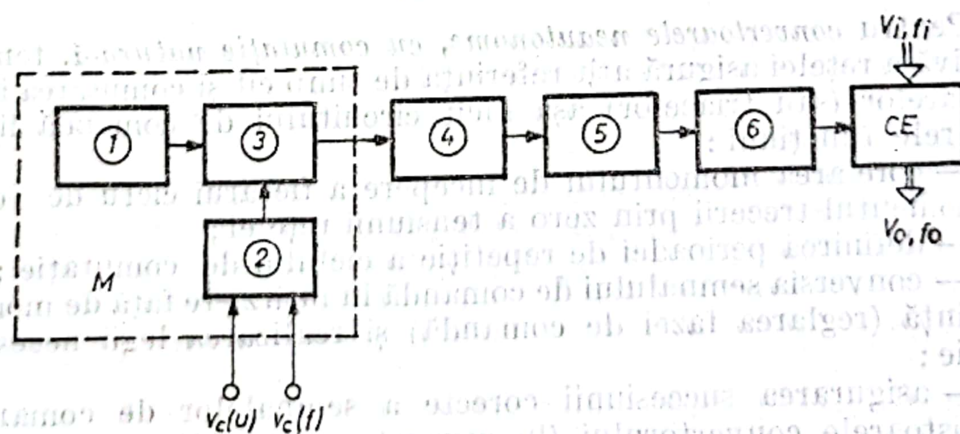


Fig. 8.1. Schema bloc generală a sistemului de comandă cu modulaţie în buclă deschisă. *1 ... 6*, blocuri funcţionale ale semnalelor de comandă, conform definiţiilor din text;
CE — convertor electronic de putere; $V_c(U)$, $V_c(f)$ semnale de comandă pentru tensiunea, respectiv frecvenţa mărimii de ieşire.

Modulația poate fi realizată *independent de mărimea de ieșire* („în buclă deschisă"), ca în figura 8.1 sau prin *urmărirea de către aceasta a mărimii de comandă* („în buclă închisă") ca în figura 8.2.

Schema din figura 8.1 poate fi aplicată atît convertoarelor neautonome, în care caz blocul *1* reprezintă o sincronizare cu rețeaua, cît și convertoarele autonome, în care caz *1* reprezintă generatorul de tact al comutărilor.

Schema din figura 8.2 se aplică *doar la convertoarele autonome*, frecvența de tact a comutărilor fiind o mărime flotantă, determinată de valoarea instantanee a mărimii de referință v_r, de constanta de integrare τ_i și de lărgimea ferestrei triggerului cu histeresis δ. Întreg ansamblul este echivalent cu un circuit basculant astabil, astfel că valoarea medie a mărimii de ieșire urmărește cu o eroare prestabilită, mărimea de referință v_r.

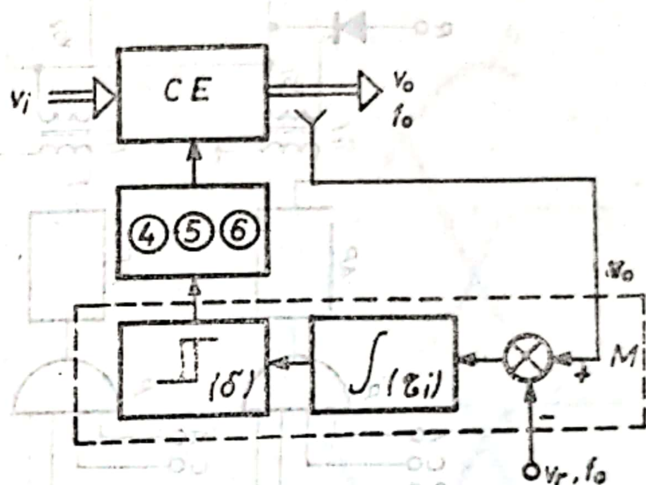


Fig. 8.2. Schema bloc generală a sistemului de comandă cu modulație în buclă închisă.

În figura 8.3 este arătată schema bloc a circuitului de comandă în buclă deschisă, pentru un convertor neautonom trifazic, corespunzînd unei ramuri a circuitului din figura 6.16 iar în figura 8.4 (pag. 123) sînt reprezentate formele de undă în punctele semnificative.

Obținerea tensiunilor de referință cosinusoidale și a momentelor de inițializare (definirea $\alpha = 0$, corespunzătoare momentului de comutație naturală) este asigurată de circuitele de defazare cu 60°, care au și rolul de filtre trece jos pentru îmbunătățirea formei de undă a tensiunii rețelei și prin prelevarea decalată a tensiunilor de referință (pentru tiristorul fazei *R*, se ia tensiunea fazei *T* ș.a.m.d.). Circuitele basculante bistabile CBB, avînd intrările conectate în inel, asigură formarea impulsurilor de comandă cu o durată convenabilă (fiecare impuls de comandă menține starea de posibilă conducție a tiristorului în cauză, pînă la apariția comenzii de amorsare a tiristorului următor). Porțile *ȘI* realizează condiționările considerate necesare, de exemplu în schema prezentată, validarea domeniului de polaritate (semnalul *P*, obținut ca în figura 6.16), validarea domeniului unghiurilor de comandă (semnalul *C*) astfel încît să nu se depășească valoarea α_M dată de relația 6.40 și condiționarea stării de funcționare normală (semnalul *A*), de exemplu încadrarea curentului anodic al fiecărui tiristor în limitele admisibile. Amplificatoarele *AP* asigură nivelul necesar de putere pentru comanda certă a tiristoarelor iar izolarea galvanică este realizată prin transformatoarele de impuls *Trf*.

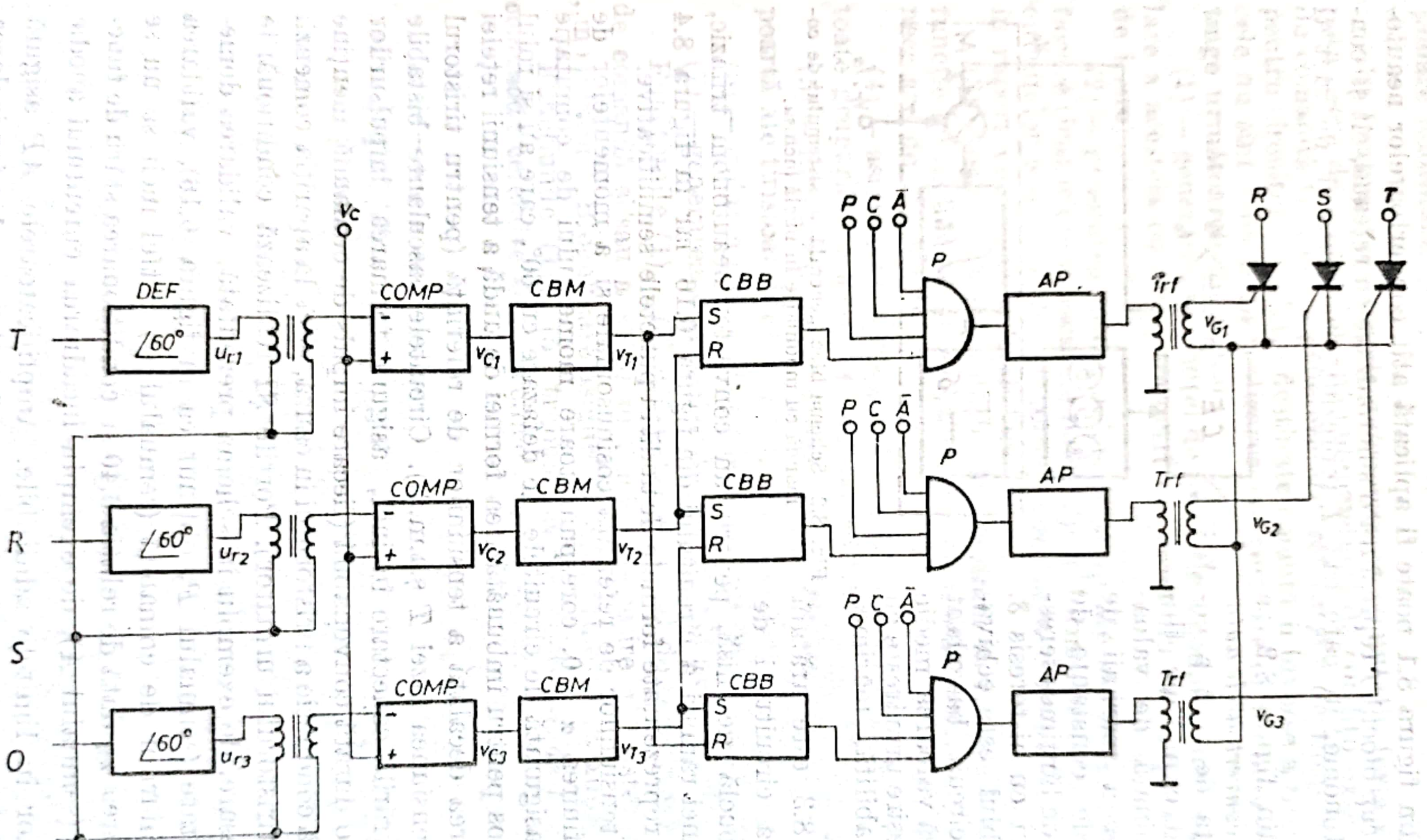


Fig. 8.3. Schema bloc a circuitului de comandă pentru un convertor neautonom trifazic.

8.2. Circuite discrete pentru comanda tiristoarelor și triacelor

Pentru aplicații simple, funcțiile enumerate în paragraful 8.1 pot fi cumulate de circuite cu elemente puține și cost redus.

Cea mai simplă schemă de circuit de comandă pentru *reglarea prin control de fază a puterii în curent alternativ*, cu un triac, conține un grup $R-C$ pentru reglarea întîrzierii și un diac ca trigger și formator de impuls, ca în figura 8.5. Reglajul intensității lămpii cu incandescență LI se realizează manual cu ajutorul potențiometrului P. Circuitul mai cuprinde rezistența R_2 de limitare a curentului de poartă, grupul $L-C_1$, pentru filtrarea perturbațiilor electromagnetice și grupul R_4-C_4, de protecție a triacului.

Un circuit simplu de reglare a turației unui motor universal de mică putere (pentru mașini unelte portabile, ventilatoare de cameră etc.) este arătat în figura 8.6. În acest caz *tensiunea contraelectromotoare este folosită ca mărime de prag*, ceea ce are ca efect atît accelerarea demarării cît și o oarecare stabilizare a turației.

Un alt *element de prag* mult folosit la realizarea circuitelor de comandă simple este *tranzistorul unijoncțiune*. Prototipul circuitului de reglaj al fazei pentru convertoare este arătat în figura 8.7 iar formele de undă semnificative, în figura 8.8. Tensiunea de comandă a tiristorului sau triacului de putere poate fi preluată nemijlocit de la rezistența R_4 sub forma unor impulsuri scurte (figura 8.8.*b*) dintre care primul care urmează unei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare v_1 operează amorsarea iar celelalte sînt inoperante. Dacă sarcina alimentată are caracter inductiv, durata impulsului V'_G nu este suficientă pentru a asigura menținerea stării de amorsare a tiristorului de putere, în care caz nu se poate folosi un tiristor auxiliar (*Tha*) de mică putere iar impulsul de comandă, preluat de la rezistența R_5, are forma de undă din figura 8.8.*c*. În locul rezisten-

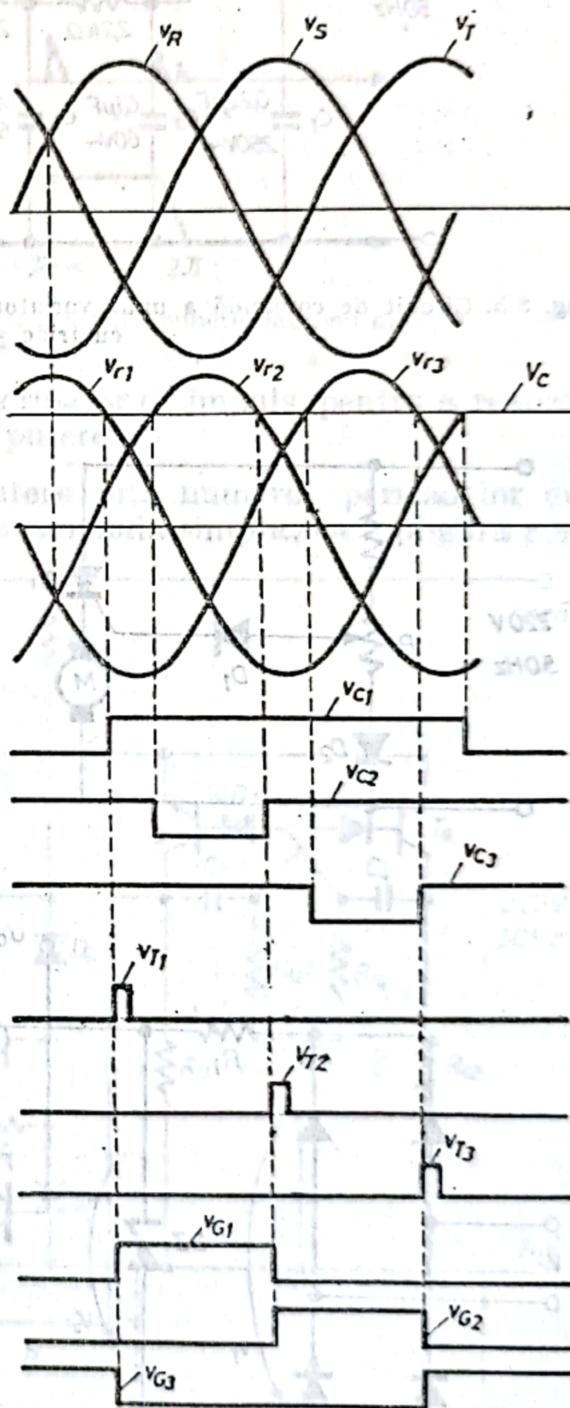


Fig. 8.4. Formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte ale circuitului din figura 8.1.

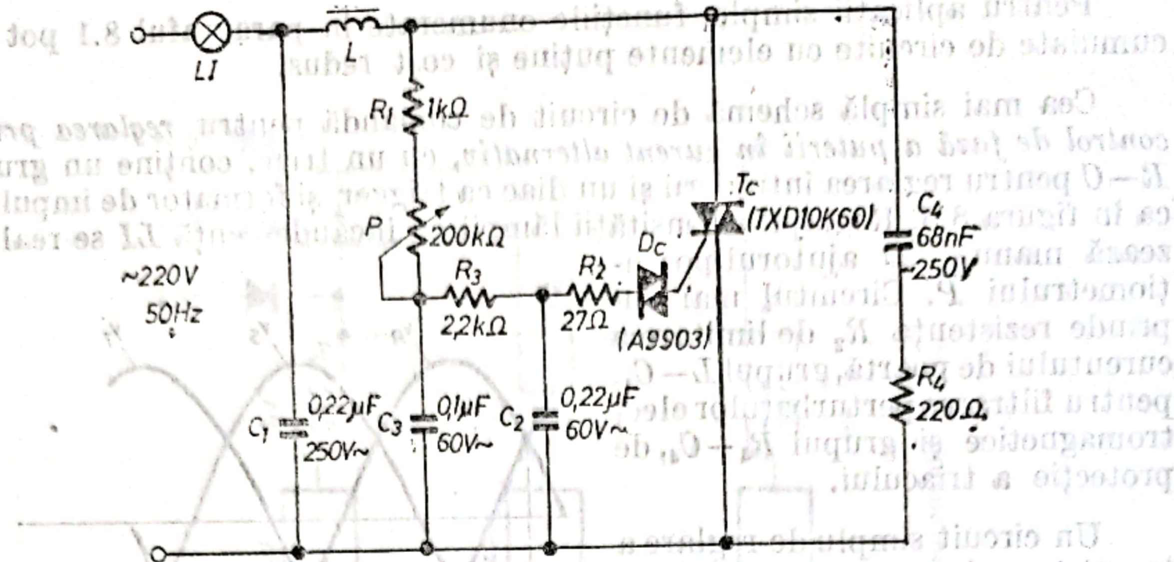


Fig. 8.5. Circuit de comandă a unui variator de putere în curent alternativ monofazic, cu triac și diac.

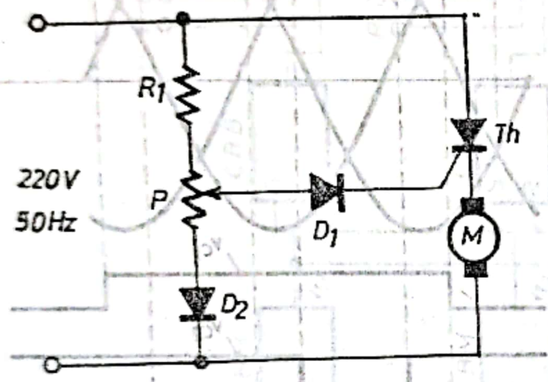


Fig. 8.6. Circuit de comandă a unui variator de turație, pentru un motor universal de mică putere.

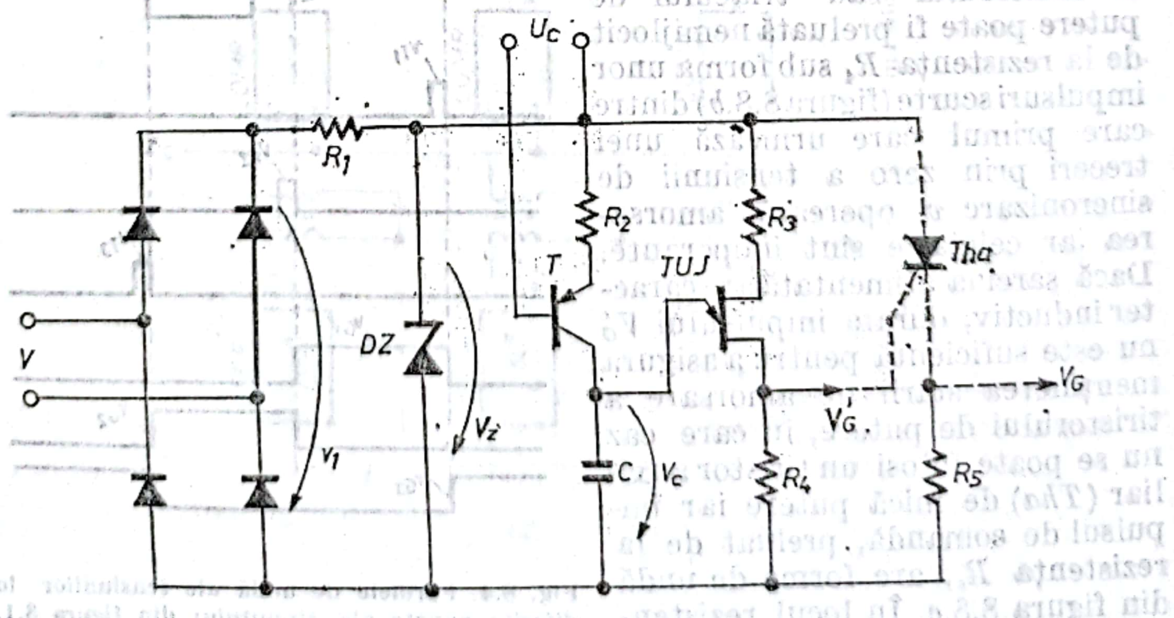


Fig. 8.7. Circuit de comandă pentru un reglaj de fază cu *TUJ*.

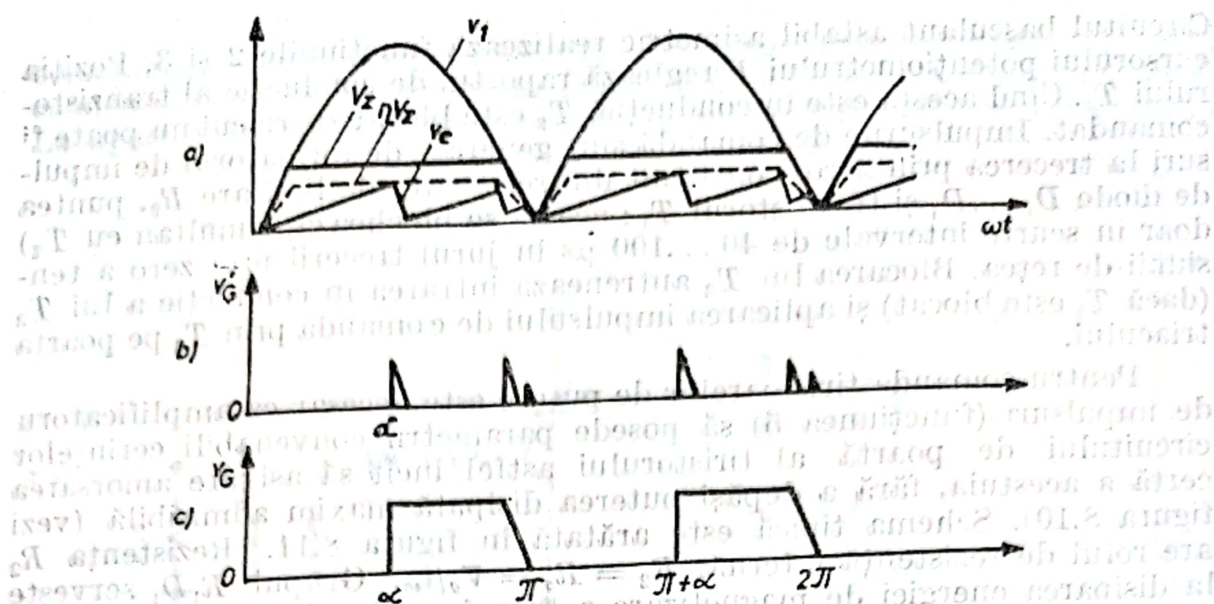


Fig. 8.8. Formele de undă ale tensiunilor în diferite puncte ale circuitului din figura 8.7.

ței R_4 (sau R_5) se poate folosi un transformator de impuls, pentru a realiza izolarea galvanică față de circuitul de putere.

Pentru sistemele de reglare a puterii prin numărul perioadelor de conducție se poate utiliza un circuit de comandă simplu, ca în figura 8.9.

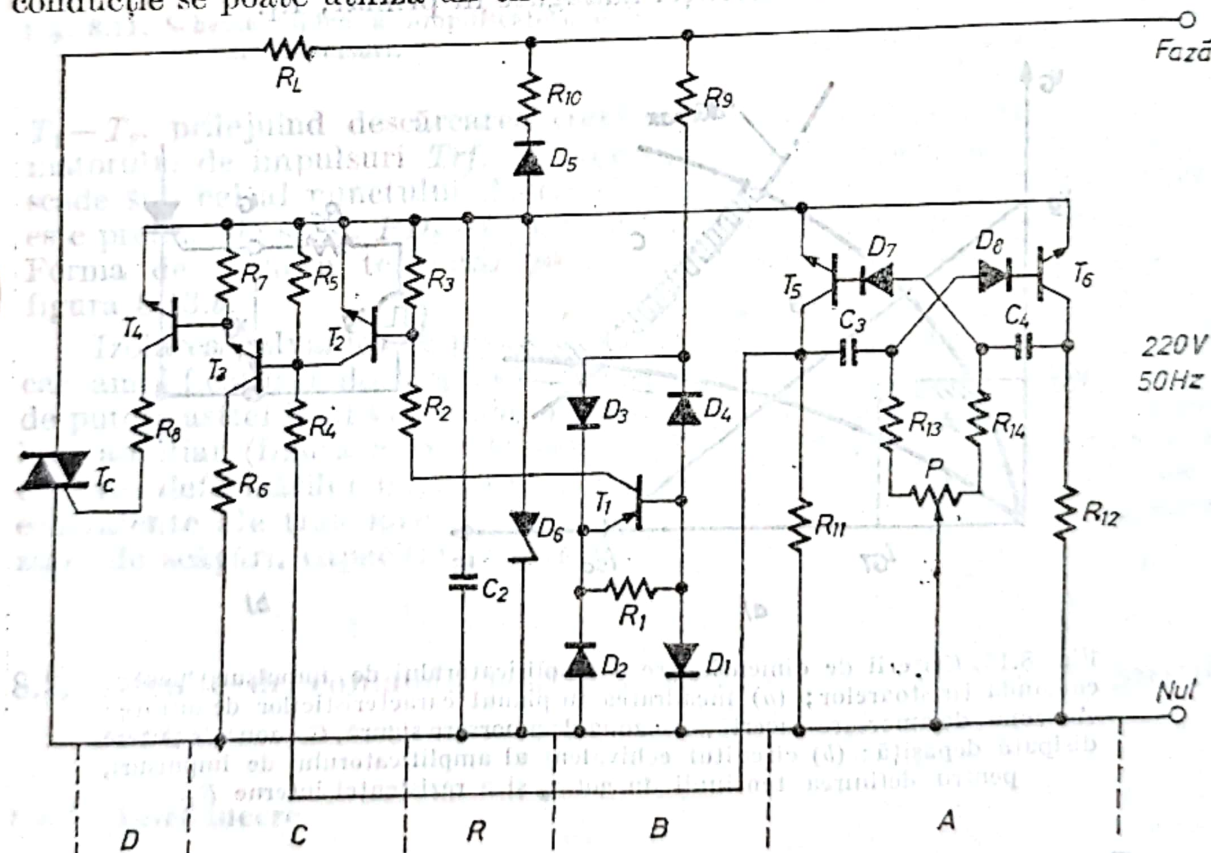


Fig. 8.9. Circuit de comandă pentru reglaj prin numărul de perioade de conducție. *A* — basculator astabil cu raport de conducție al tranzistorului T_6 reglabil prin potențiometrul *P* (funcțiunile 2, 3); *B* — schema de sincronizare și generare a impulsurilor la trecerea prin zero (funcțiunea 1); *C* — poarta *SI* (funcțiunea 4); *D* — amplificatorul impulsurilor de comandă (funcțiunea 5); *R* — redresorul de alimentare a schemei de comandă.

Circuitul basculant astabil asimetric realizează funcţiunile 2 şi 3. Poziţia cursorului potenţiometrului P reglează raportul de conducţie al tranzistorului T_5. Cînd acesta este în conducţie, T_3 este blocat şi triacul nu poate fi comandat. Impulsurile de comandă sînt generate de formatorul de impulsuri la trecerea prin zero, constituit din rezistenţa de limitare R_9, puntea de diode $D_1 \ldots D_4$ şi tranzistorul T_1; acesta se blochează (simultan cu T_2) doar în scurte intervale de 40...100 µs în jurul trecerii prin zero a tensiunii de reţea. Blocarea lui T_2 antrenează intrarea în conducţie a lui T_3 (dacă T_5 este blocat) şi aplicarea impulsului de comandă prin T_4 pe poarta triacului.

Pentru comanda tiristoarelor de putere este necesar ca amplificatorul de impulsuri (funcţiunea 5) să posede parametrii convenabili cerinţelor circuitului de poartă al tiristorului astfel încît să asigure amorsarea certă a acestuia, fără a depăşi puterea disipată maxim admisibilă (vezi figura 8.10). Schema tipică este arătată în figura 8.11. Rezistenţa R_2 are rolul de rezistenţă internă, $R_2 = R_g = V_g/i_{sc}$. Grupul R_1D_1 serveşte la disiparea energiei de magnetizare a transformatorului, după blocarea tranzistorului. De obicei valoarea raportului de transformare $n = 1 \ldots 3$. Pentru a se putea folosi o sursă de tensiune mai mică se poate utiliza schema din figura 8.12, în care caracteristica dinamică nu mai este o dreaptă ca în figura 8.10.*a*, deoarece la începutul impulsului condensatorul C este descărcat şi rezistenţa internă echivalentă este reprezentată doar de R_2 iar pe măsura încărcării condensatorului rezistenţa internă echivalentă creşte prin efectul rezistenţei adăugate în primar, R_1.

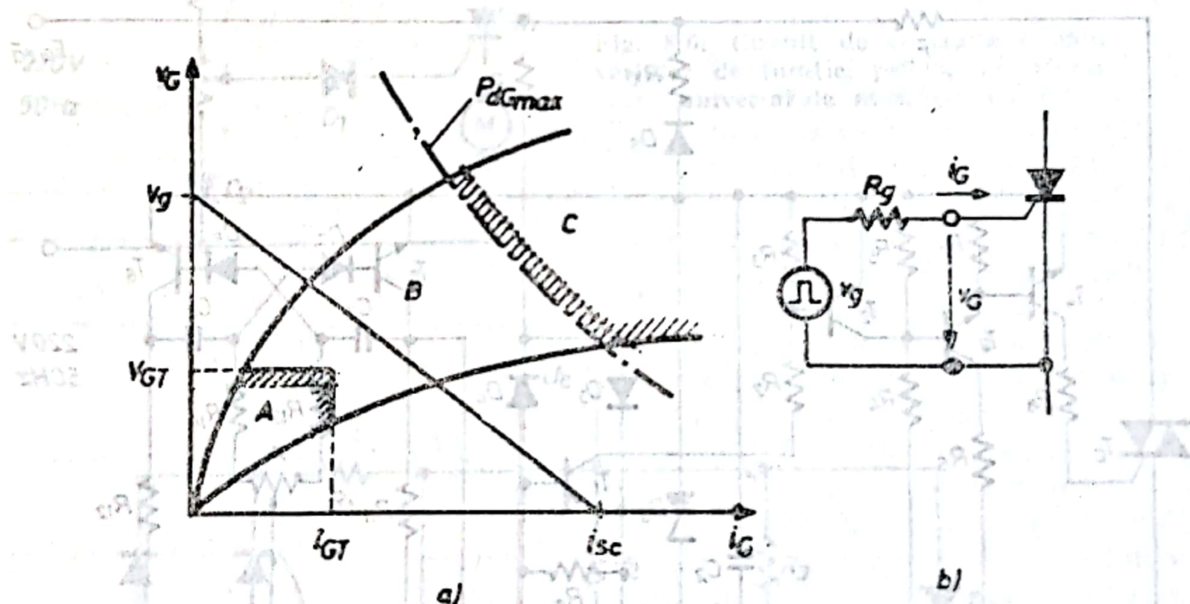


Fig. 8.10. Criterii de dimensionare a amplificatorului de impulsuri pentru comanda tiristoarelor; (*a*) încadrarea în planul caracteristicilor de intrare: A—zona de amorsare incertă, B—zona de amorsare sigură, C—zona de putere disipată depăşită; (*b*) circuitul echivalent al amplificatorului de impulsuri, pentru definirea tensiunii în gol v_g şi a rezistenţei interne R_g.

Tot în scopul ameliorării procesului de amorsare se poate utiliza un amplificator de impulsuri cu supracreşterea frontului anterior, ceea ce permite reducerea întîrzierii la amorsare (t_{on}) a tiristorului. În figura 8.13 *a* este arătată schema unui astfel de amplificator, folosit în sistemul de

comandă și reglare tip $SCR-F-01$. În timpul pauzei dintre impulsuri, condensatorul C_3 se încarcă prin PD_1 și R_1 la o tensiune de aproape 60 V. La apariția semnalului de comandă T_1 se deschide și saturează grupu

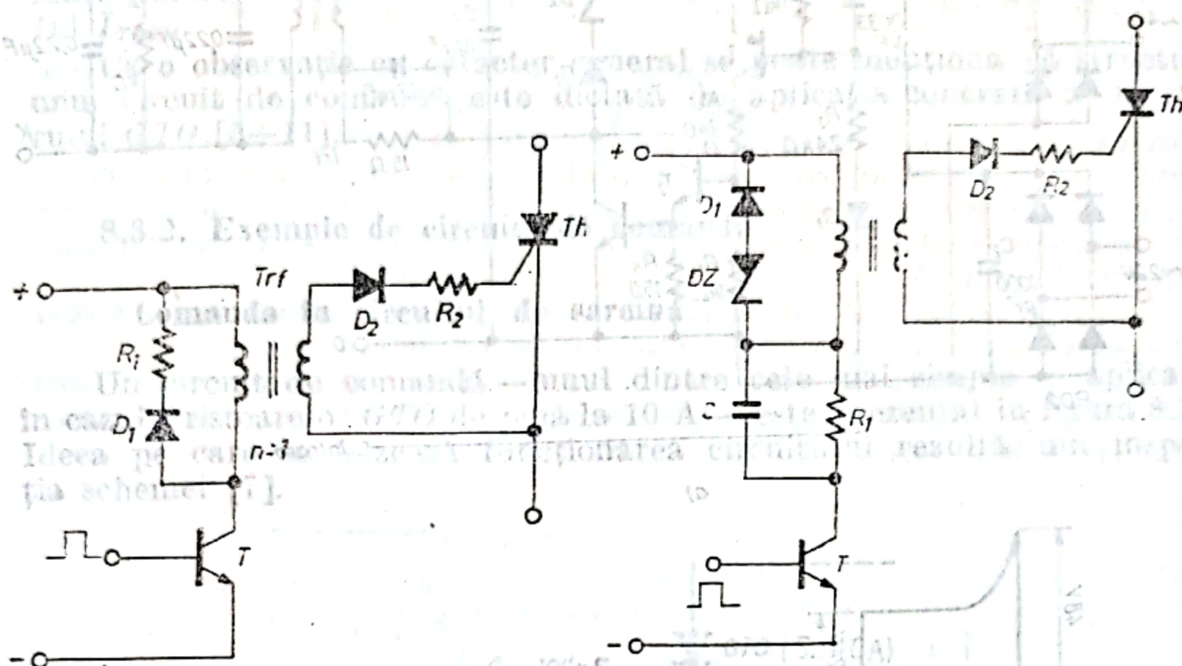


Fig. 8.11. Schema tipică a amplificatorului de impulsuri.

Fig. 8.12. Amplificator de impulsuri cu impedanță internă complexă.

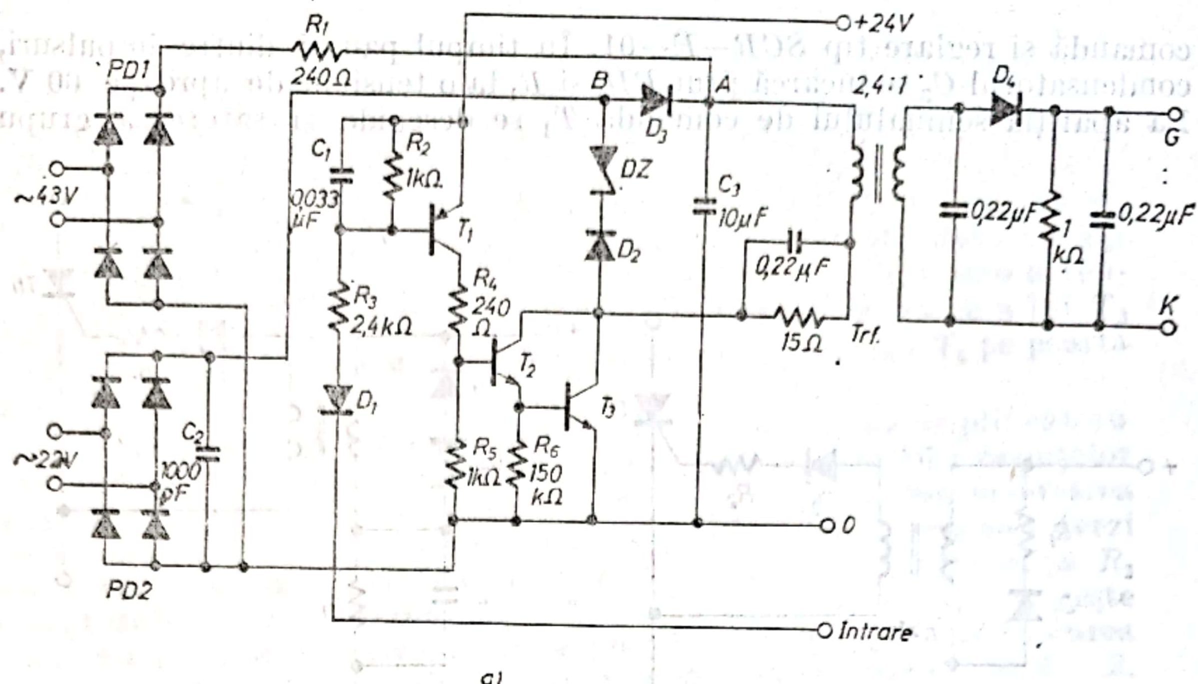
T_2-T_3, prilejuind descărcarea condensatorului prin primarul transformatorului de impulsuri *Trf*. În momentul cînd potențialul punctului *A* scade sub cel al punctului *B*, curentul prin primarul transformatorului este preluat de sursa PD_2-C_2 formînd în continuare palierul impulsului. Forma de undă a tensiunii pe înfășurarea primară se prezintă ca în figura 8.13.*b*.

Izolarea galvanică se poate realiza și prin optocuplor însă în acest caz amplificatorul de impulsuri se găsește direct conectat la tiristorul de putere astfel încît el trebuie alimentat printr-un transformator de izolare auxiliar (figura 8.14). Avantajul acestui mod de izolare constă în evitarea deformărilor impulsului de comandă, determinate de elementele echivalente ale transformatorului de impulsuri (inductanță de magnetizare, de scăpări, capacități parazite etc.).

8.3. Circuite de comandă pentru tiristoarele cu blocare pe poartă (*GTO*)

8.3.1. Introducere

Amorsarea (*on*) și blocarea (*off*) tiristoarelor cu blocare pe poartă (*GTO — gate turn-off thyristors*) se realizează prin aplicarea pe poartă (*G*) a unor impulsuri pozitive, respectiv negative, de curent. Se reamintește că blocarea tiristorului *GTO* prin aplicarea unor impulsuri negative de



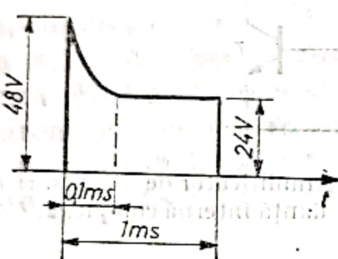


Fig. 8.13. Amplificator de impulsuri cu supracreştere pe frontul anterior.

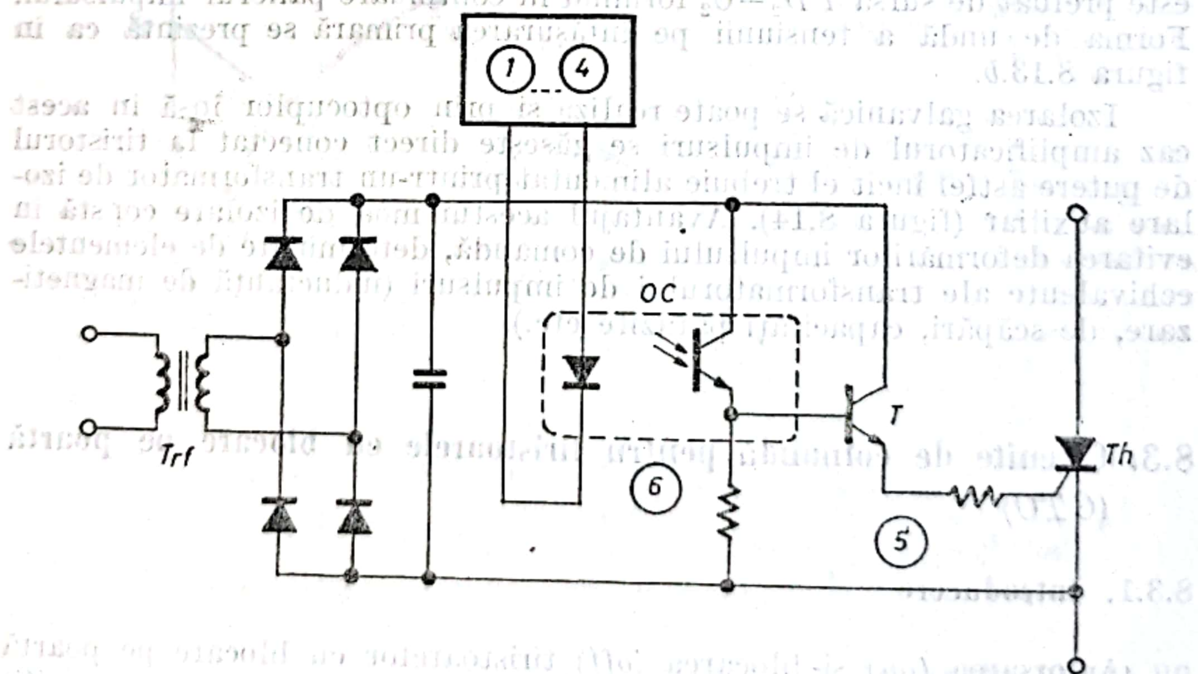


Fig. 8.14. Amplificator de impulsuri cu izolare galvanică a comenzii prin optocuplor şi a alimentării prin transformator.

comandă se poate efectua fără inversarea polarității tensiunii anod-catod (vezi *Capitolul 2*, din această carte). De asemenea, nu trebuie uitat că valoarea curentului negativ de comandă extras prin poarta tiristorului *GTO* în cursul blocării acestuia poate ajunge – în cazul dispozitivelor de mare putere (sute sau chiar mii de amperi) – la 20...25% din curentul I_{TQCM}.

Ca o observație cu caracter general se poate menționa că structura unui circuit de comandă este dictată de aplicația concretă a tiristorului *GTO* [5÷11].

8.3.2. Exemple de circuite de comandă

Comanda în circuitul de sarcină

Un circuit de comandă – unul dintre cele mai simple – aplicabil în cazul tiristoarelor *GTO* de pînă la 10 A – este prezentat în figura 8.15. Ideea pe care se bazează funcționarea circuitului rezultă din inspecția schemei [7].

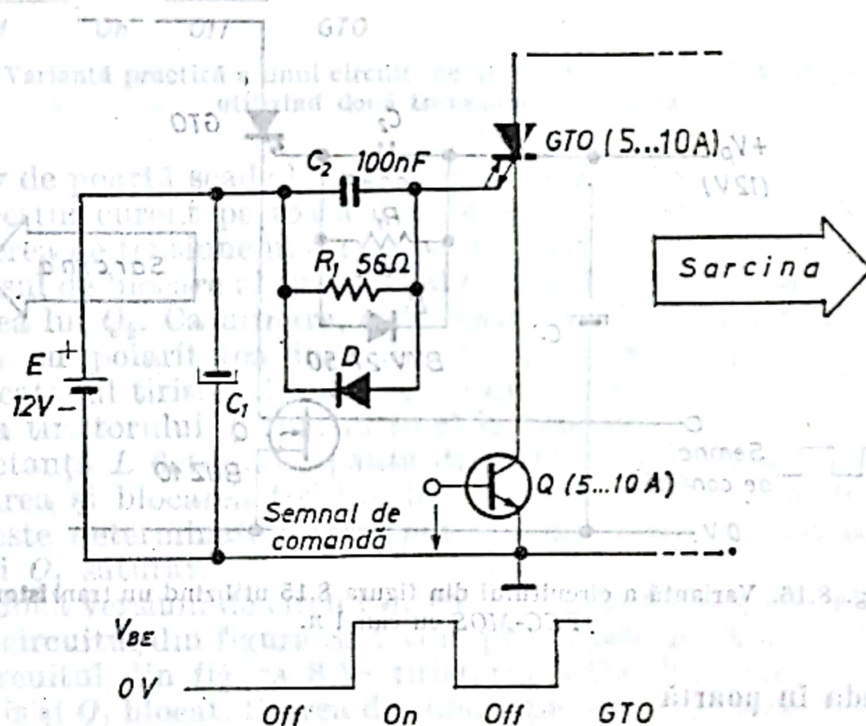


Fig. 8.15. Circuit simplu de comandă *on/off* a unui tiristor *GTO* cu ajutorul unui tranzistor bipolar plasat în catodul dispozitivului *GTO*.

Amorsarea tiristorului *GTO* are loc odată cu comanda de intrare în conducție a tranzistorului *Q*, fiind indusă de către curentul care inițial trece prin C_2. După epuizarea regimului tranzitoriu curentul de alimentare al porții este asigurat prin intermediul rezistorului R_1. Acest curent de poartă furnizat tiristorului *GTO* aflat în conducție directă are drept rezultat accentuarea stării de saturație a tranzistorului *npn* component al structurii dispozitivului și, deci, reducerea căderii de tensiune în direct V_{TM}.

Blocarea tiristorului GTO se realizează prin blocarea tranzistorului Q. Odată cu blocarea lui Q curentul de sarcină, care trecea prin tiristorul GTO, este deviat spre terminalul de poartă al acestuia. Acest curent curge în primele momente după aplicarea comenzii prin capacitorul C_2. După descărcarea completă a capacitorului C_2 curentul negativ de poartă curge prin dioda D.

Trebuie observat că tiristorul GTO este responsabil pentru blocarea tensiunii de valoare ridicată aplicată pe sarcină, iar tranzistorul Q pentru valoarea amplitudinii semnalului de comandă şi a vitezei de comutare. Caracteristic acestei scheme este faptul că *tranzistorul Q* — prin intermediul căruia se execută comanda — *trebuie să suporte curentul care trece prin tiristorul GTO şi sarcină.* Ca urmare Q este de curent mare şi tensiune relativ redusă.

Circuitul poate fi utilizat atît în c.c. cît şi în funcţionarea în impulsuri într-o gamă largă de valori ale factorului de umplere.

Reducerea puterii cerute de la sursa de semnal de comandă la valori neglijabile se poate obţine prin înlocuirea tranzistorului Q cu un tranzistor MOS de putere [5, 6] (vezi figura 8.16).

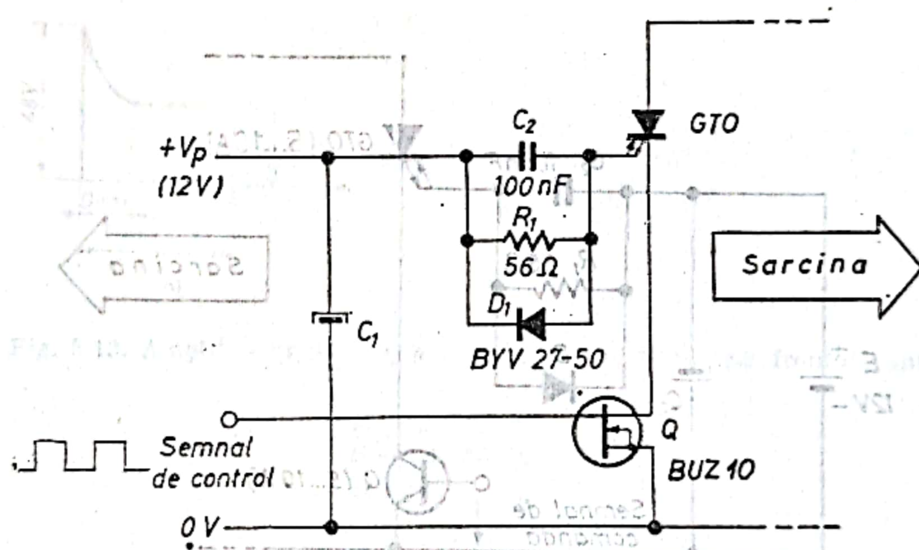


Fig. 8.16. Variantă a circuitului din figura 8.15 utilizînd un tranzistor *TEC-MOS* cu canal *n*.

Comanda în poartă

Comanda tiristorului GTO *direct în poartă* impune utilizarea unor circuite de comandă capabile *să furnizeze porţii curentul de amorsare* şi *să absoarbă din poartă curentul de blocare* (mult mai mare decît curentul de amorsare).

Un exemplu îl constituie circuitul de comandă din figura 8.17. Schema este utilizată în sistemele de deflexie pe orizontală din receptoarele TV, în comanda motoarelor maşinilor de spălat rufe etc. [5, 6]

Curentul de poartă necesar amorsării tiristorului GTO este furnizat prin saturarea tranzistorului Q_1 (Q_2 este blocat), fiind limitat de rezistorul R_1. Capacitorul C_1 se încarcă la o tensiune determinată de V_{CC} şi R_1 (valoarea sa finală se alege mai mică decît tensiunea de străpungere a joncţiunii poartă-catod a tiristorului GTO). După încărcarea lui C_1 curen-

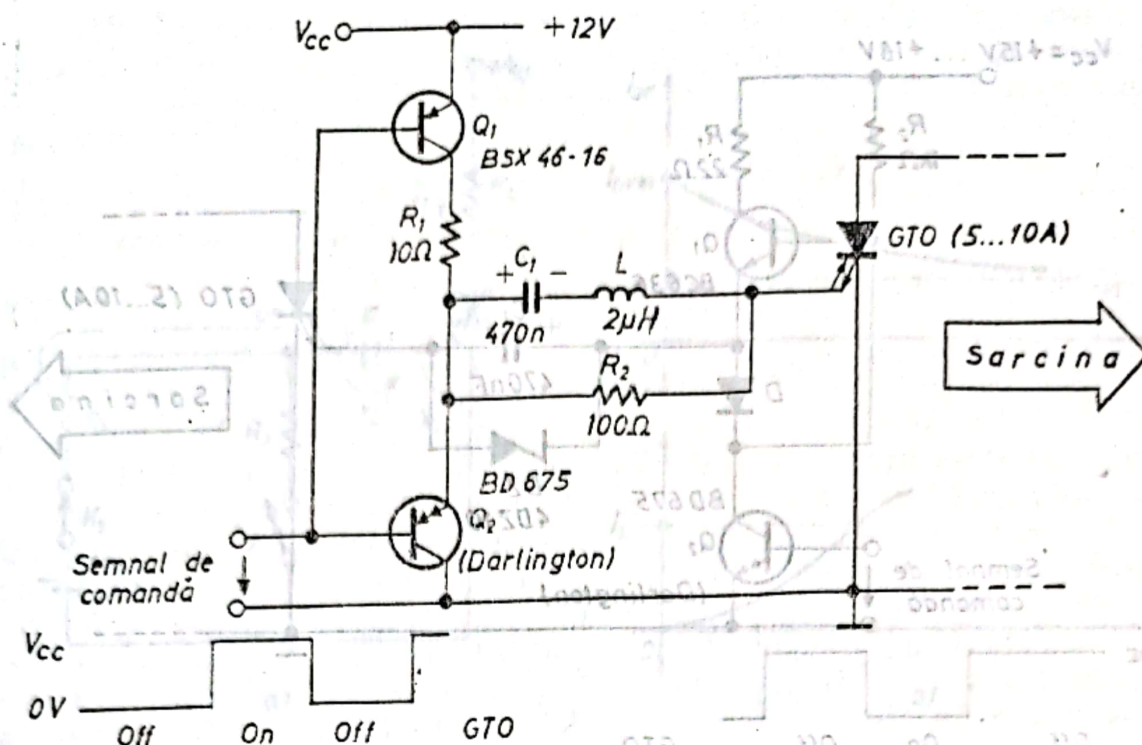


Fig. 8.17. Variantă practică a unui circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* utilizînd două tranzistoare bipolare.

tul pozitiv de poartă scade la un nivel determinat de V_{CC} și R_1, R_2. Menținerea acestui curent pe toată durata secvenței *on* a tiristorului micșorează căderea de tensiune în direct pe dispozitiv.

Procesul de blocare al tiristorului *GTO* este inițiat prin blocarea lui Q_1 și saturarea lui Q_2. Ca urmare, condensatorul C_1 (încărcat în secvența *on* anterioară cu polaritatea indicată în figura 8.17) este conectat între poarta și catodul tiristorului. Curentul de descărcare al lui C_1 este extras din poarta tiristorului ducînd în final la blocarea sa.

Inductanța L determină panta de creștere a curentului de comandă la amorsarea și blocarea tiristorului. Limita inferioară a factorului de umplere este determinată de timpul necesar încărcării capacitorului C_1 prin R_1 și Q_1 saturat.

Alte două versiuni de circuit de comandă [5, 6] care utilizează aceeași idee ca și circuitul din figura 8.17 sînt prezentate în figurile 8.18 și 8.19.

În circuitul din figura 8.18 tiristorul *GTO* este blocat (*off*) dacă Q_2 este deschis și Q_1 blocat. Starea de conducție (*on*) corespunde lui Q_2 blocat și Q_1 deschis. Dioda D contribuie la blocarea fermă a tranzistorului Q_1 atît timp cît tranzistorul Q_2 este deschis. Dioda Zener, DZ, limitează la aproximativ 11 V ($\approx V_Z + V_D + V_{CEsat2}$) tensiunea negativă aplicată porții *GTO* în starea *off*. Curentul maxim controlabil al tiristorului *GTO* este $I_{TQCM} \approx 10$ A.

Dezavantajul principal al schemei constă în faptul că valoarea curentului pozitiv de amorsare depinde de tensiunea de alimentare a circuitului de comandă.

Acest dezavantaj este considerabil diminuat în varianta din figura 8.19. Tranzistorul Q_1 este o sursă de curent care asigură curentul pozitiv de comandă necesar amorsării *GTO*, egal cu aproximativ 0,6 V/R_1. Capacitorul C_2 permite mărirea curentului inițial de poartă la aprinderea *GTO*, ceea ce micșorează timpul t_{gt} și deci pierderile la amorsare.

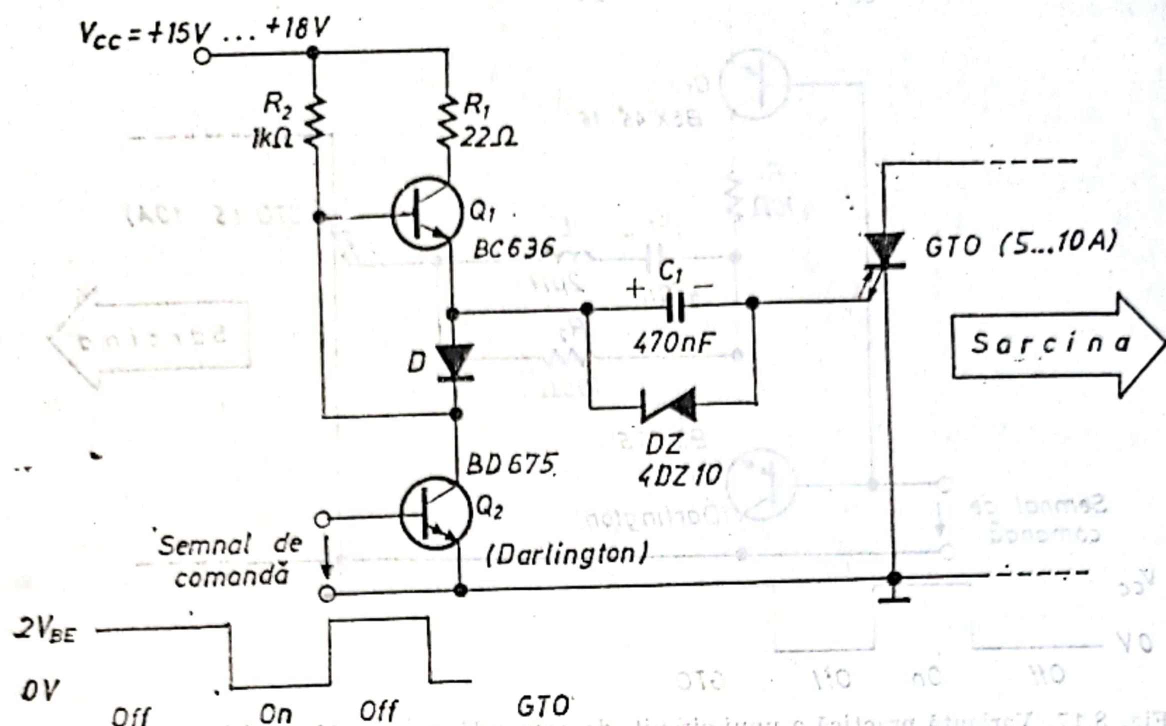


Fig. 8.18. Variantă de circuit de comandă cu cuplaj direct pentru tiristoare *GTO* cu controlul procesului de comutare prin intermediul tranzistorului Q_2.

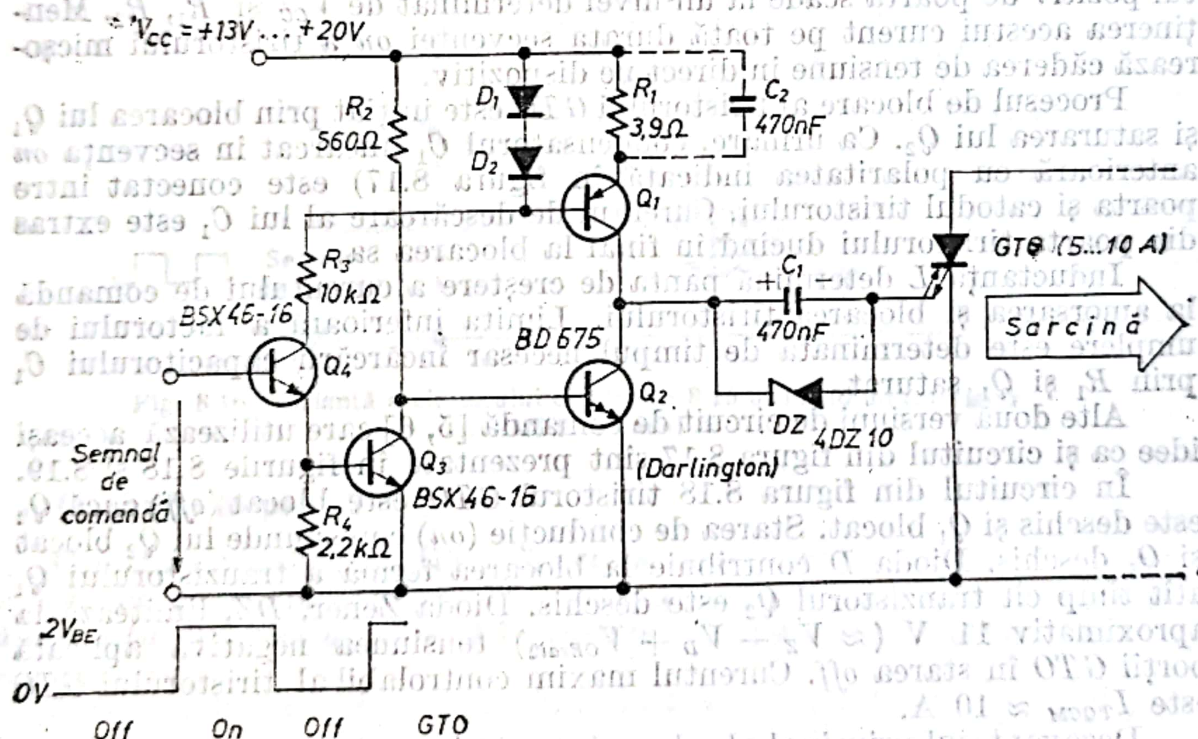


Fig. 8.19. Variantă îmbunătățită a circuitului din figura 8.18.

Numitorul comun al circuitelor din figurile 8.17÷8.19 îl constituie „condensatorul de stingere" C_1, utilizat pentru blocarea dispozitivelor *GTO* prin polarizarea în invers a joncțiunii poartă—catod. Particularitățile legate de utilizarea „condensatoarelor de stingere" sînt evidențiate în continuare pentru secvențele de amorsare (vezi figura 8.20) și de blocare pe poartă (vezi figura 8.21) a tiristoarelor *GTO* [5...8].

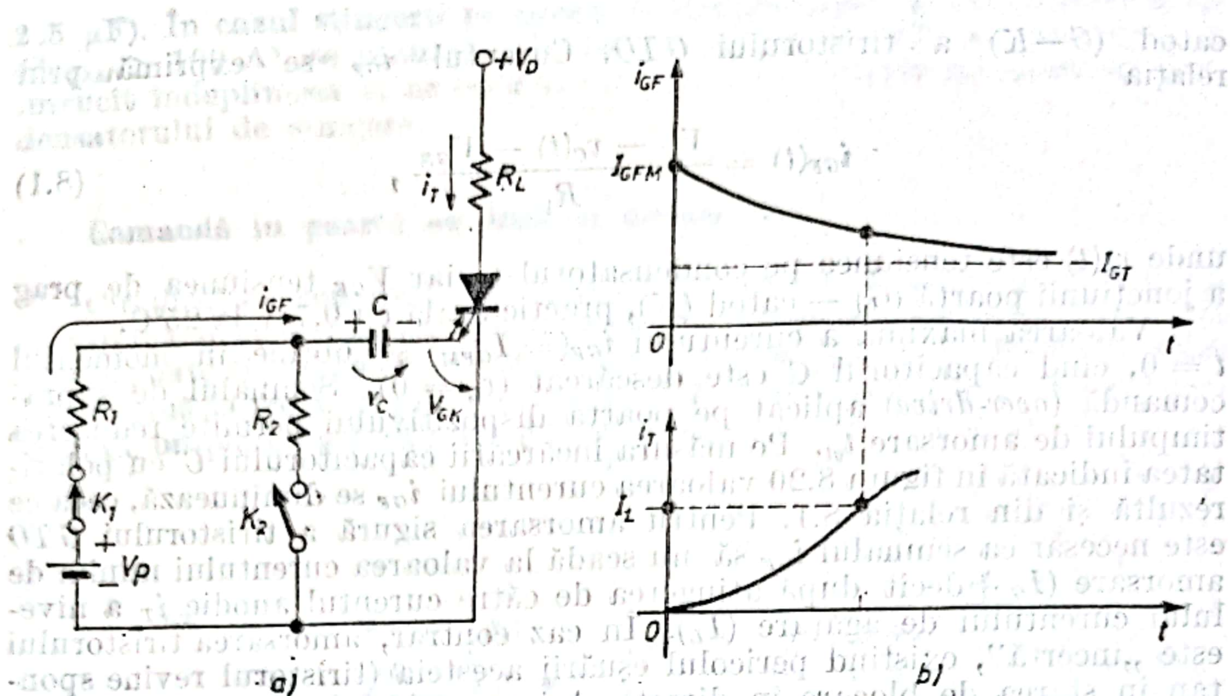


Fig. 8.20. Formele de undă tipice ale curenților de poartă i_{GF}, respectiv anodic i_T, (b), la amorsarea pe poartă a unui tiristor *GTO* via condensatorul de stingere *C*, (a).

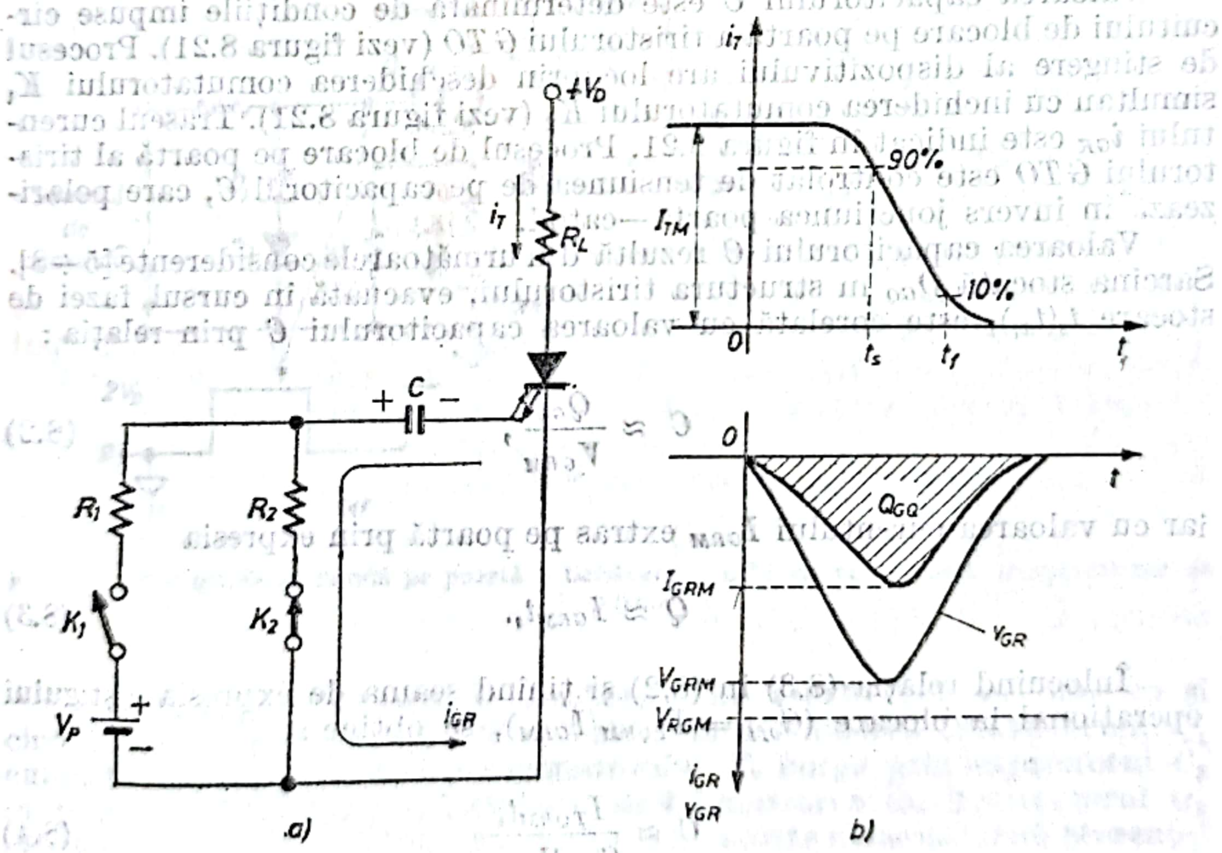


Fig. 8.21. Formele de undă tipice (b), în cursul procesului de blocare pe poartă a unui tiristor *GTO* utilizînd un condensator de stingere (a).

Secvența de amorsare a tiristorului *GTO* este declanșată prin închiderea comutatorului K_1 și deschiderea comutatorului K_2.

Curentul de amorsare pe poartă i_{GF} este furnizat de sursa de polarizare V_P pe traseul: rezistorul R_1 — capacitorul C — joncțiunea poartă-

catod $(G-K)$ a tiristorului GTO. Curentul i_{GF} se exprimă prin relația

$$i_{GF}(t) = \frac{V_P - v_C(t) - V_{GK}}{R_1}, \tag{8.1}$$

unde $v_C(t)$ este tensiunea pe condensatorul C, iar V_{GK} tensiunea de prag a joncțiunii poartă (G) — catod (K), practic egală cu 0,7 V la 25°C.

Valoarea maximă a curentului $i_{GF}(= I_{GFM})$ se obține în momentul $t = 0$, cînd capacitorul C este descărcat $(v_C = 0)$. Semnalul de supracomandă (*over-drive*) aplicat pe poarta dispozitivului permite reducerea timpului de amorsare t_{gt}. Pe măsura încărcării capacitorului C cu polaritatea indicată în figura 8.20 valoarea curentului i_{GF} se diminuează, ceea ce rezultă și din relația 8.1. Pentru amorsarea sigură a tiristorului GTO este necesar ca semnalul i_{GF} să nu scadă la valoarea curentului minim de amorsare (I_{GT}) decît după atingerea de către curentul anodic i_T a nivelului curentului de agățare (I_L). În caz contrar, amorsarea tiristorului este „incertă'', existînd pericolul eșuării acesteia (tiristorul revine spontan în starea de blocare în direct). Asigurarea scăderii relației lente a curentului i_{GF} (vezi figura 8.20) se obține din ajustarea constantei de timp încărcare $\tau = R_1C$ a capacitorului C.

Valoarea capacitorului C este determinată de condițiile impuse circuitului de blocare pe poartă a tiristorului GTO (vezi figura 8.21). Procesul de stingere al dispozitivului are loc prin deschiderea comutatorului K_1 simultan cu închiderea comutatorului K_2 (vezi figura 8.21). Traseul curentului i_{GK} este indicat în figura 8.21. Procesul de blocare pe poartă al tiristorului GTO este controlat de tensiunea de pe capacitorul C, care polarizează în invers joncțiunea poartă—catod.

Valoarea capacitorului C rezultă din următoarele considerente [5÷8]. Sarcina stocată Q_{GQ} în structura tiristorului, evacuată în cursul fazei de stocare $t_s(t_{dq})$, este corelată cu valoarea capacitorului C prin relația:

$$C \approx \frac{Q_{GQ}}{V_{GRM}}, \tag{8.2}$$

iar cu valoarea curentului I_{GRM} extras pe poartă prin expresia

$$Q \approx I_{GRM}t_s. \tag{8.3}$$

Înlocuind relația (8.3) în (8.2) și ținînd seama de expresia cîștigului operațional la blocare $(G_{off} = I_{TQRM}/I_{GRM})$, se obține:

$$C \approx \frac{I_{TQRM}t_s}{G_{off}V_{GRM}} \tag{8.4}$$

De exemplu, pentru un tiristor GTO de medie putere cu $I_{TQRM} = 5$ A, $t_s \approx 1$ μs, operînd cu un cîștig $G_{off} = 2$, pentru $V_{GRM} = 10$ V din (8.4) rezultă $C \approx 250$ nF. În cazul în care se urmărește ca în decursul procesului de blocare pe poartă condensatorul C să se descarce nesemnificativ, valoarea sa trebuie mărită practic de aproximativ 10 ori (în cazul de față, la

2,5 μF). În cazul stingerii pe poartă a tiristoarelor *GTO* de curenți mari ($I_{TQRM} > 100$ A), se renunță la condiția „nedescărcării" capacitorului C, întrucît îndeplinirea ei ar conduce la valori prohibitiv de mari ale condensatorului de stingere.

Comandă în poartă cu izolație galvanică

Circuitul de comandă din figura 8.22 asigură izolația galvanică față de sarcină prin utilizarea unui transformator de impulsuri [7, 8]. Acest circuit poate fi utilizat în comanda pe poartă a tiristorului *GTO* de medie putere pînă la frecvența de ordinul zecilor de kHz în aplicații în care factorul de umplere variază între 5% și 50%.

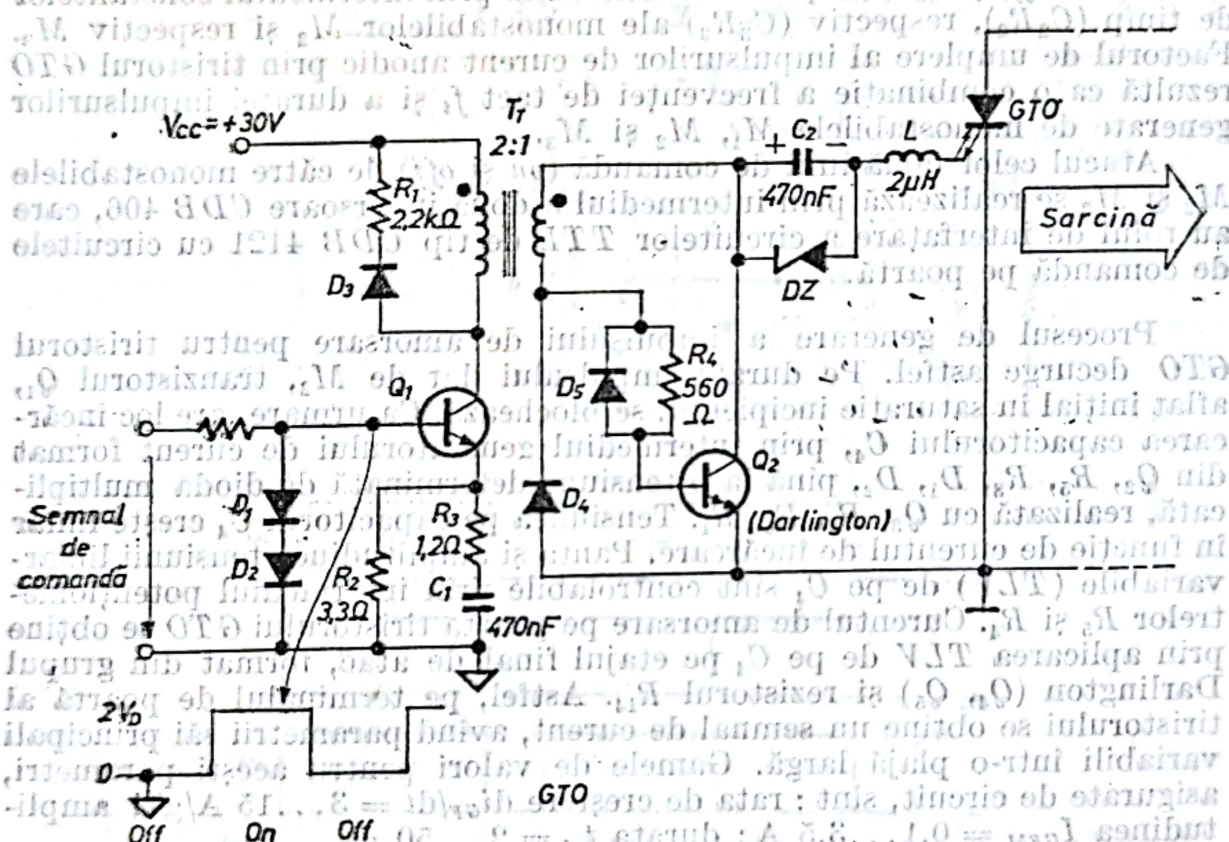


Fig. 8.22. Circuit de comandă pe poartă a tiristoarelor *GTO* cu cuplaj prin transformator de impulsuri.

Funcționarea circuitului urmărește în esență aceeași idee ca și circuitele din figurile 8.17, 8.18 și 8.19. Prin deschiderea tranzistorului Q_1 curentul din secundarul transformatorului T_r curge prin capacitorul C_2 în poarta tiristorului *GTO*, determinînd amorsarea sa. Tranzistorul Q_2 este blocat. Curentul de poartă are inițial o valoare mare datorită prezenței grupului R_3, C_1. După încărcarea capacitorului C_2 cu polaritatea din figură (la o valoare egală cu tensiunea Zener, 10 V) curentul pozitiv de poartă este menținut prin intermediul diode Zener, *DZ*. Blocarea tranzistorului Q_1 determină intrarea în conducție a tranzistorului Q_2, capacitorul C_2 polarizează invers joncțiunea poartă—catod a tiristorului *GTO* permițînd astfel extragerea curentului prin poartă și deci blocarea lui.

● O schemă practică de comandă pe poartă [9] a unui tiristor GTO este prezentată în figura 8.23.

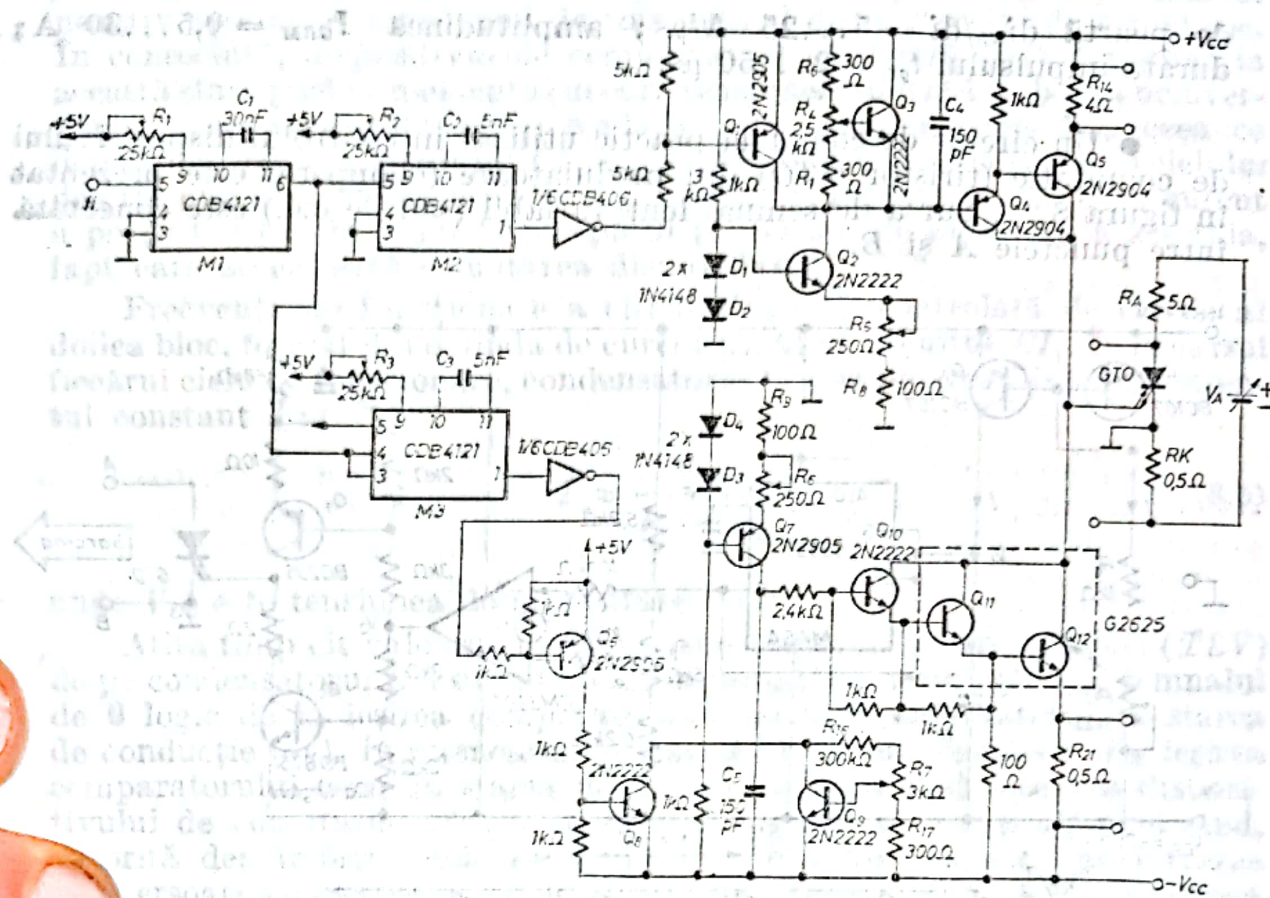
Funcţionarea circuitului este controlată de monostabilul M_1 acţionat de impulsurile de tact cu frecvenţa f_t provenite de la un generator pilot. Durata t_p a impulsurilor furnizate de monostabilul M_1 determină durata timpului de conducţie al tiristorului GTO : frontul pozitiv al impulsului de ieşire al monostabilului M_1 comandă monostabilul M_2 care, la rîndu-i, determină durata impulsului de amorsare (t_{gf}) aplicat pe poarta tiristorului, în timp ce frontul negativ al impulsului de la ieşirea monostabilului M_1 determină basculare monostabilului M_3, iniţiind astfel declanşarea procesului de blocare pe poartă a tiristorului GTO. Durata impulsurilor de *on* (t_{gf}) şi *off* (t_{gr}) poate fi controlată prin intermediul constantelor de timp (C_2R_2), respectiv (C_3R_3) ale monostabilelor M_2 şi respectiv M_3. Factorul de umplere al impulsurilor de curent anodic prin tiristorul GTO rezultă ca o combinaţie a frecvenţei de tact f_t şi a duratei impulsurilor generate de monostabilele M_1, M_2 şi M_3.

Atacul celor două linii de comandă (*on* şi *off*) de către monostabilele M_2 şi M_3 se realizează prin intermediul a două inversoare CDB 406, care au rolul de interfaţare a circuitelor TTL de tip CDB 4121 cu circuitele de comandă pe poartă.

Procesul de generare a impulsului de amorsare pentru tiristorul GTO decurge astfel. Pe durata impulsului dat de M_2, tranzistorul Q_1, aflat iniţial în saturaţie incipientă, se blochează. Ca urmare, are loc încărcarea capacitorului C_4, prin intermediul generatorului de curent format din Q_2, R_5, R_8, D_1, D_2, pînă la o tensiune determinată de dioda multiplicată, realizată cu Q_3, R_4, R_6, R_7. Tensiunea pe capacitorul C_4 creşte liniar în funcţie de curentul de încărcare. Panta şi amplitudinea tensiunii liniar-variabile (TLV) de pe C_4 sînt controlabile prin intermediul potenţiometrelor R_5 şi R_4. Curentul de amorsare pe poarta tiristorului GTO se obţine prin aplicarea TLV de pe C_4 pe etajul final de atac, format din grupul Darlington (Q_4, Q_5) şi rezistorul R_{14}. Astfel, pe terminalul de poartă al tiristorului se obţine un semnal de curent, avînd parametrii săi principali variabili într-o plajă largă. Gamele de valori pentru aceşti parametri, asigurate de circuit, sînt : rata de creştere $di_{GF}/dt = 3 \ldots 15$ A/µs ; amplitudinea $I_{GFM} = 0{,}1 \ldots 3{,}5$ A ; durata $t_{gf} = 2 \ldots 50$ µs.

Procesul de generare al impulsului de blocare pentru tiristorul GTO decurge în mod analog, cele două canale fiind simetrice.

Funcţionarea secvenţială a blocului formator al impulsului de blocare are loc pe durata impulsului generat de monostabilul M_3. Din momentul blocării tranzistorului Q_6 prin impulsul aplicat pe baza sa, procesul de formare a impulsului de blocare — prin asigurarea încărcării liniare a capacitorului C_5 — decurge identic cu cel descris la amorsare. Singura deosebire substanţială faţă de blocul de amorsare rezidă în faptul că TLV generată pe capacitorul C_5 este aplicată unui triplet de tranzistoare (Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}), necesar generării curentului I_{GRM}, avînd, de regulă acelaşi ordin de mărime cu curentul anodic al tiristorului GTO. Parametrii principali ai impulsurilor negative de curent generate pe poarta tiristorului GTO sînt variabili în următoarele plaje de valori : rata de creştere a curentului



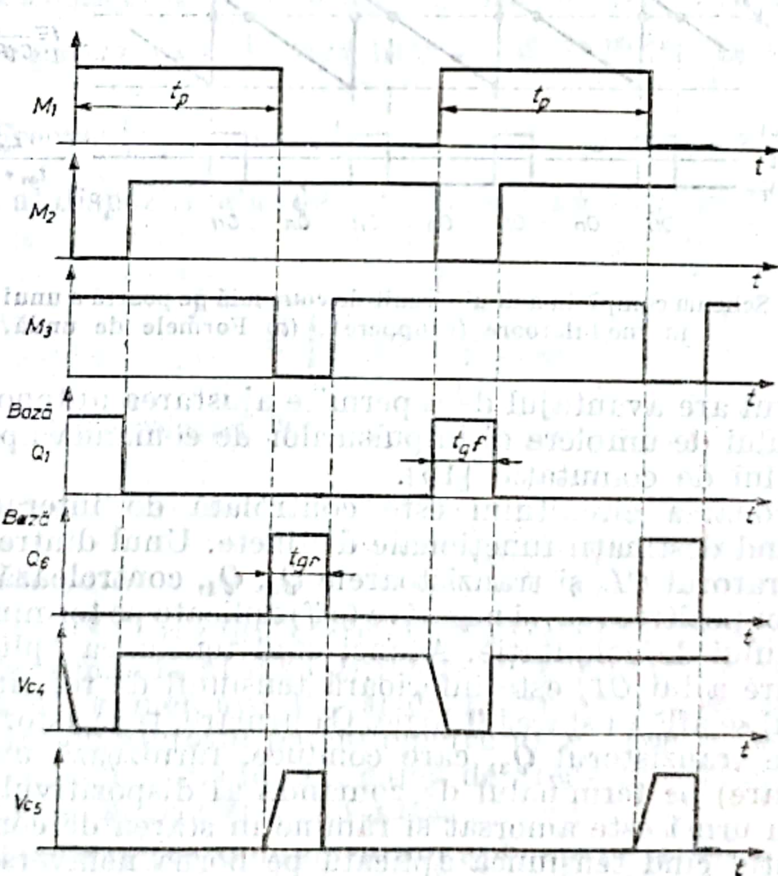


Fig. 8.23. (*a*) Schema detaliată a unui circuit practic de comandă pe poartă a unui tiristor *GTO*; (*b*) Formele de undă.

de poartă $di_{GR}/dt = 5 \ldots 25$ A/μs; amplitudinea $I_{GRM} = 0{,}5 \ldots 30$ A; durata impulsului $t_{gr} = 2 \ldots 50$ μs.

● Un circuit de comandă practic utilizat în controlul dispozitivului de comutație (tiristor *GTO*) din modulatoare (choppere) este prezentat în figura 8.24. Sursa de semnal lent variabil (sau de c.c.) este conectată între punctele *A* și *B*.

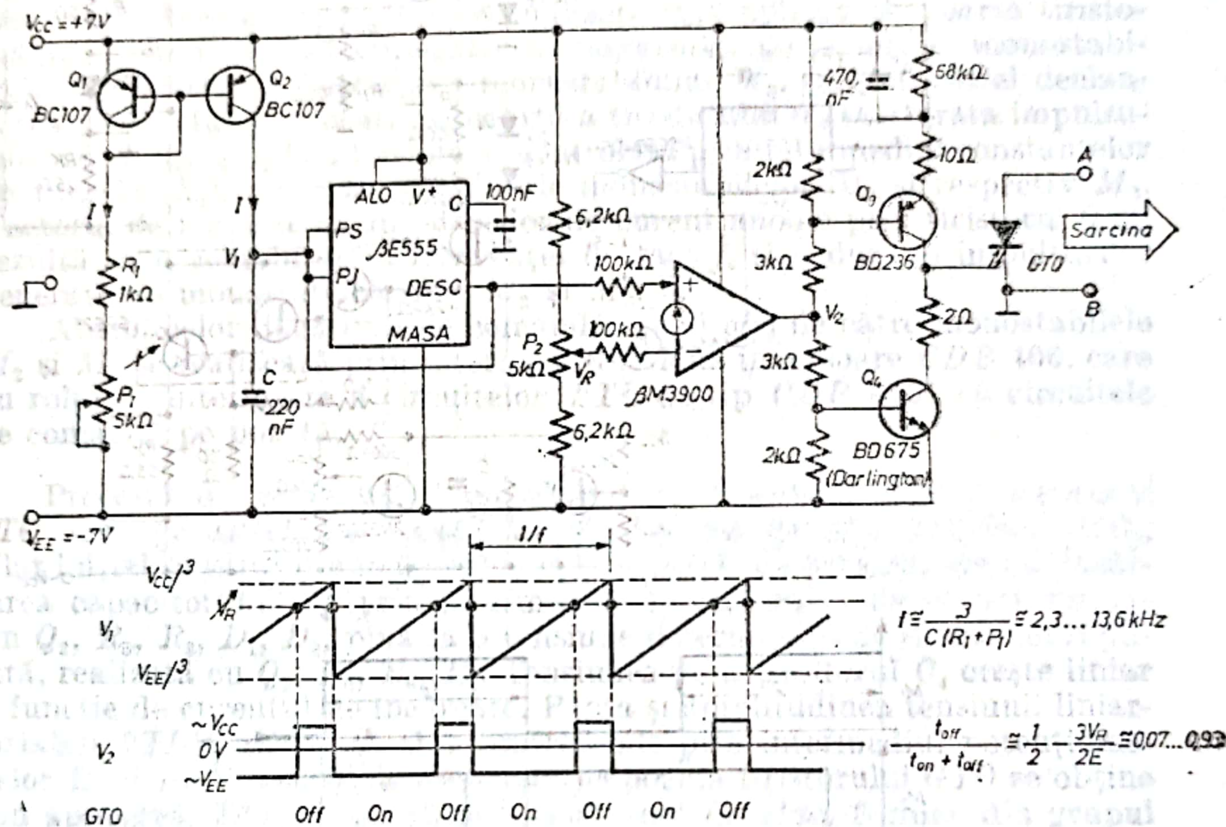


Fig. 8.24. (*a*) Schema completă a unui circuit de comandă pe poartă a unui tiristor *GTO* utilizat în modulatoare (choppere); (*b*) Formele de undă.

Circuitul are avantajul de a permite ajustarea autonomă a frecvenței și a factorului de umplere al impulsurilor de comandă aplicate pe poarta dispozitivului de comutație [10].

Funcționarea circuitului este controlată de interacțiunea a două blocuri avînd destinații funcționale distincte. Unul dintre blocuri, format din comparatorul CI_2 și tranzistoarele Q_3, Q_4, controlează direct secvența impulsurilor pozitive (*on*) și negative (*off*) aplicate pe terminalul de comandă al elementului de comutație. Atunci cînd tensiunea aplicată pe intrarea neinversoare a lui CI_2 este inferioară tensiunii de referință, ieșirea comparatorului se află în starea **0** logic. Ca urmare, tranzistorul Q_4 este blocat, în timp ce tranzistorul Q_3, care conduce, furnizează un semnal pozitiv (de amorsare) pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație. Acesta din urmă este amorsat și rămîne în starea de conducție (*on*) pînă în momentul cînd tensiunea aplicată pe borna neinversoare a comparatorului devine egală cu tensiunea de referință V_R, ceea ce determină trecerea ieșirii circuitului CI_2 din starea **0** în **1** logic. Ca urmare a acestei tranziții, tranzistorul Q_3 se blochează simultan cu amorsarea tranzisto-

rului Q_4. Curentul de colector al tranzistorului Q_4 constituie un semnal negativ aplicat pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație. În consecință, dispozitivul de comutație se blochează (*off*) și rămîne în această stare pînă în momentul în care tensiunea aplicată pe borna neinversoare a comparatorului (CI_2) scade din nou sub valoarea V_R, ceea ce determină trecerea ieșirii lui CI_2 din starea **1** în **0** logic și reluarea ciclului descris mai sus. Condensatorul C_3 asigură o supracomandare în curent a porții tiristorului *GTO* la începutul procesului de amorsare a acestuia, fapt care accelerează comutarea dispozitivului.

Frecvența de funcționare a circuitului este controlată de cel de al doilea bloc, format din oglinda de curent Q_1, Q_2 și circuitul CI_1. În decursul fiecărui ciclu de funcționare, condensatorul C este încărcat liniar de curentul constant I:

$$I \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + P_1} \tag{8.5}$$

unde V_{CC} este tensiunea de alimentare.

Atîta timp cît valoarea instantanee a tensiunii liniar-variabile (*TLV*) de pe condensatorul C este inferioară tensiunii de referință V_R, semnalul de **0** logic de la ieșirea comparatorului menține comutatorul în starea de conducție (*on*). În momentul în care *TLV* devine egală cu V_R ieșirea comparatorului trece în starea de **1** logic, determinînd blocarea dispozitivului de comutație (*off*). Comutatorul rămîne în starea *off* pînă cînd, datorită descărcării condensatorului C, tensiunea aplicată pe intrarea neinversoare a comparatorului scade sub valoarea de referință V_R. Excursia *TLV* de pe condensatorul C este limitată de βE 555 la gama $\frac{1}{3} V_{CC} \div \frac{2}{3} V_{CC}$. Frecvența impulsurilor de control, aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație, este dată de:

$$f = \frac{I}{C\left[\frac{1}{3}(V_{CC} + |V_{EE}|)\right]}. \tag{8.6}$$

Prin înlocuirea relației (8.6) în (8.5) se obține:

$$f = \frac{3}{C(R_1 + P_1)}. \tag{8.7}$$

Din relația (8.7) rezultă că frecvența impulsurilor *on/off* aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație este independentă de tensiunea de alimentare V_{CC} și de fluctuațiile acesteia. Frecvența f poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului P_1. Pentru cele două poziții extreme ale potențiometrului P_1, gama de frecvențe a impulsurilor este cuprinsă între ≈ 2 kHz și ≈ 13 kHz.

Factorul de umplere al impulsurilor aplicate pe terminalul de comandă al dispozitivului de comutație poate fi ajustat prin intermediul tensiunii de referință V_R.

Circuitul poate fi ușor adaptat pentru alte game de frecvență, precum și pentru comanda funcționării în modulatoare (choppere) a tiristoarelor *GTO* de putere și a tranzistoarelor npn.

Trebuie remarcat faptul că valoarea maximă a tensiunii negative de alimentare ($-V_{CC}$) trebuie să fie inferioară tensiunii de străpungere în invers a joncțiunii poartă–catod a tiristorului *GTO*.

8.4. Circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor

8.4.1. Introducere

Folosirea circuitelor integrate în aplicații cu triace și tiristoare s-a impus nu atît prin realizarea aprinderii propriu-zise cît mai ales prin asigurarea controlului asupra momentului declanșării. Exact aceasta a fost și direcția de dezvoltare a circuitelor integrate pentru comanda tiristoarelor / triacelor.

Dacă primele circuite integrate din această categorie necesitau surse de alimentare de c.c. pentru funcționare și furnizau la ieșire impulsuri de aprindere de amplitudine relativ mică determinînd astfel în mod aproape obligatoriu folosirea unui tranzistor „buffer" spre poarta tiristorului/triacului, circuitele actuale nu cer surse de alimentare de c.c. și oferă la ieșire impulsuri de aprindere mai mari de 100 mA putînd astfel comanda direct poarta triacelor.

Evoluția a însemnat însă, așa cum am spus, și înglobarea multor funcții care altfel ar fi trebuit să fie realizate de circuite electronice cu componente discrete gîndite cu multă fantezie pentru fiecare aplicație tipică.

Chiar dacă evoluția spre complexitate a acestor circuite a fost remarcabilă, s-a păstrat diferențierea lor netă în funcție de modul de comandă a aprinderii [12]:

— comandă *prin fază*;
— comandă *prin zero cu referință fixă*;
— comandă *prin zero cu referință variabilă*.

Alegerea modului de comandă a aprinderii este de importanță majoră pentru utilizator deoarece fiecare mod de comandă are avantaje și dezavantaje specifice.

Reamintim în continuare semnificația unor parametri ce vor fi folosiți în caracterizarea comenzii realizate de un circuit integrat oarecare de aprindere (vezi figura 8.25):

• v_s este *tensiunea de senzor* care este citită în sarcina de putere. Este furnizată de un senzor de temperatură, lumină, turație, putere etc. și „oferită" circuitului integrat spre comparație cu valoarea v_R;

• v_R este o *tensiune de referință* generată intern (constantă sau variabilă în timp), care determină domeniul în care trebuie să varieze v_s pentru o funcționare corectă a circuitului;

• v_G este o tensiune generată intern în urma comparării lui v_s cu v_R, către etajul de ieșire;

• i_{GT} este *impulsul de curent de aprindere* generat către poarta triacului, validat de v_G;

• v_{SINC} este tensiunea desincronizare cu rețeaua de c.a. de 50 Hz, avînd în esență rolul unui ceas intern care controlează întreaga funcționare a circuitului;

• R_L este *rezistența de sarcină* din circuitul anodic al triacului.

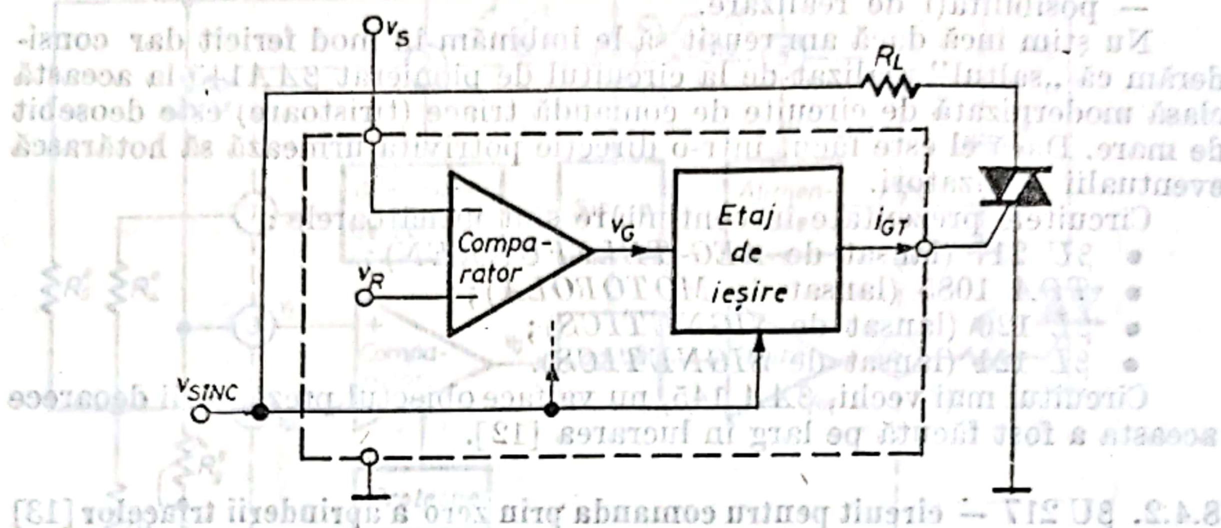


Fig. 8.25. Schema simplificată a unui circuit integrat tipic de comandă a triacelor.

Familia de circuite integrate pentru comanda tiristoarelor și triacelor fabricate la *IPRS-BĂNEASA* * asigură o gamă de circuite mult evoluate față de circuitul β*AA* 145 ** aflat deja în fabricație de mai mulți ani.

Prin performanțe și diversitate, aceste circuite acoperă un domeniu larg de utilizare de la cele mai simple aplicații (regimuri termice în rezistențe încălzitoare, redresoare semicomandate, etc.) pînă la aplicații complexe (controlul cuplului de rotație în motoarele de putere etc.).

Desigur că ceea ce constituie o aplicație „simplă" pentru fabricantul de circuite integrate poate fi o aplicație „complexă" pentru proiectantul schemei de aplicație. Calificativele „simplu" sau „complex" folosite mai sus se referă strict la asigurarea impulsului de aprindere al tiristoarelor triacelor. Un circuit integrat de comandă triace generează impulsul de aprindere în funcție de „informațiile" pe care le primește. Prelucrarea informațiilor poate fi simplă sau complexă. Acesta este sensul atribuit caracterizărilor de mai sus ale diverselor tipuri de aplicații.

Circuitele fabricate la *IPRS-BĂNEASA* și prezentate în continuare sînt circuite standard-industrial fiind produse de firme de prestigiu din lume, consacrate și în aplicațiile de putere: *AEG-TELEFUNKEN*, *MOTOROLA*, *SIGNETICS*.

Alegerea acestor circuite și nu a altora din gama largă oferită de diverși fabricanți a fost o opțiune puternic subiectivă deși criteriile care au stat la baza acestei opțiuni s-au dorit cît mai obiective. Ele s-au „învir-

* *TDA* 1085 și β*U* 217 omologate în 1988, β*L* 120 și β*L* 121 omologate în 1989.

** Circuitul β*AA* 145 este descris [12].

tit" în jurul unor noţiuni evident pragmatice, orientate în primul rînd spre utilizator :

— necesităţi în aplicaţii ;
— diversitate în aplicaţii ;
— preţ de cost ;
— posibilităţi de realizare.

Nu ştim încă dacă am reuşit să le îmbinăm în mod fericit dar considerăm că „saltul" realizat de la circuitul de pionierat βAA145 la această clasă modernizată de circuite de comandă triace (tiristoare) este deosebit de mare. Dacă el este făcut într-o direcţie potrivită urmează să hotărască eventualii utilizatori.

Circuitele prezentate în continuare sînt următoarele :

- βU 217 (lansat de *AEG-TELEFUNKEN*) ;
- *TDA* 1085 (lansat de *MOTOROLA*) ;
- βL 120 (lansat de *SIGNETICS*) ;
- βL 121 (lansat de *SIGNETICS*).

Circuitul mai vechi, βAA 145, nu va face obiectul prezentării deoarece aceasta a fost făcută pe larg în lucrarea [12].

8.4.2. βU 217 — circuit pentru comanda prin zero a aprinderii triacelor [13]

Prezentarea circuitului

Circuitul βU 217 este un circuit de tip „*zero-cross*", care generează, în condiţii bine precizate, impulsurile mari de curent de aprindere la fiecare trecere prin zero a tensiunii reţelei de c.a.

Caracteristici generale

- Comandă triace ;
- Nu necesită surse de alimentare de c.c. ;
- Generează impulsuri de curent de 100 mA ;
- Realizează comanda prin zero atît cu referinţă fixă cît şi cu referinţă variabilă ;
- Are protecţie la scurtcircuit pe ieşire ;
- Este încapsulat în capsulă minidip (plastic, 8 terminale) ;
- Generează un impuls de durată fixă ;
- Are imunitate la declanşări parazite.

Destinaţie

Circuitul βU 217 este destinat aplicaţiilor de tip „*zero-cross*", de putere oferind utilizatorului multe facilităţi în exploatare. Este ideal pentru realizarea montajelor compacte (datorită capsulei minidip) în special în aplicaţii de tip „*consumer*".

Schema bloc

n figura 8.26 este reprezentată schema bloc a circuitului βU 217 împreună cu modul de conectare a componentelor externe. Pentru înţelegerea funcţionării circuitului conform schemei de principiu din figura 8.25, au fost reprezentate semnalele electrice V_{SINC}, V_s, V_R, I_{GT} care apar în cazul concret al circuitului βU 217 la terminalele 8, 3, 4, 6.

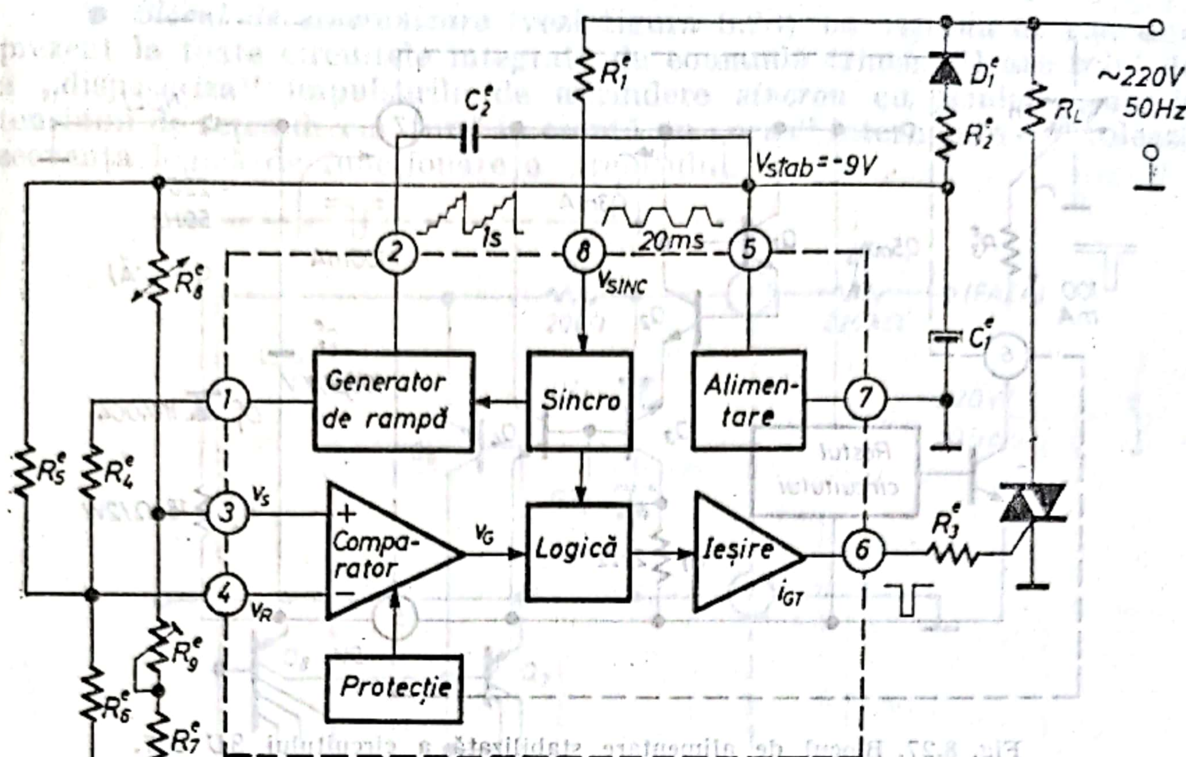


Fig. 8.26. Schema bloc a circuitului βU 217.

În continuare vor fi comentate pe scurt blocurile electrice „periferice" a căror funcționare corectă este direct legată de grupul de componente externe folosit.

Blocurile electrice componente, de interfațare cu utilizatorul

• *Blocul de alimentare* (vezi figura 8.27) este prezent la majoritatea circuitelor de comandă triace. Lipsa surselor de alimentare de c.c. face ca acest bloc să fie cel care trebuie să realizeze stabilizarea tensiunii și eventual redresarea mono sau dublă-alternanță. El este format de grupul de tranzistoare $Q_1 \ldots Q_4$ și rezistența R_1. Tensiunea de referință de aproximativ 7,5 V este asigurată de tranzistorul Q_3 montat în conexiune de diodă Zener funcționînd la un curent de 0,3 mA. Tranzistorul Q_1 joacă rolul unui tranzistor regulator paralel. Circuitul consumă aproximativ 1 mA și asigură la terminalul *5* o tensiune stabilizată (fără pretenții deosebite de stabilizare) de aproximativ 9 V. Grupul de componente externe responsabil de această funcționare este format de R_2^e, D_1^e, C_1^e. Acest grup asigură o redresare monoalternanță a tensiunii de rețea. Rezistența R_2^e este de valoare relativ mică (pentru necesarul de curent al circuitului de 1 mA ar fi fost suficientă o rezistență de aproximativ 200 kΩ) și putere mare. Există o caracteristică comună tuturor circuitelor de comandă triace care nu necesită surse de alimentare de c.c. : deși circuitele integrate consumă un curent foarte mic, impulsurile de aprindere generate sînt de valori mari (100 mA).

Aceste impulsuri scurte de curent mare solicită în primul rînd grupul de componente externe de filtrare—redresare. În figura 8.27 impulsul de

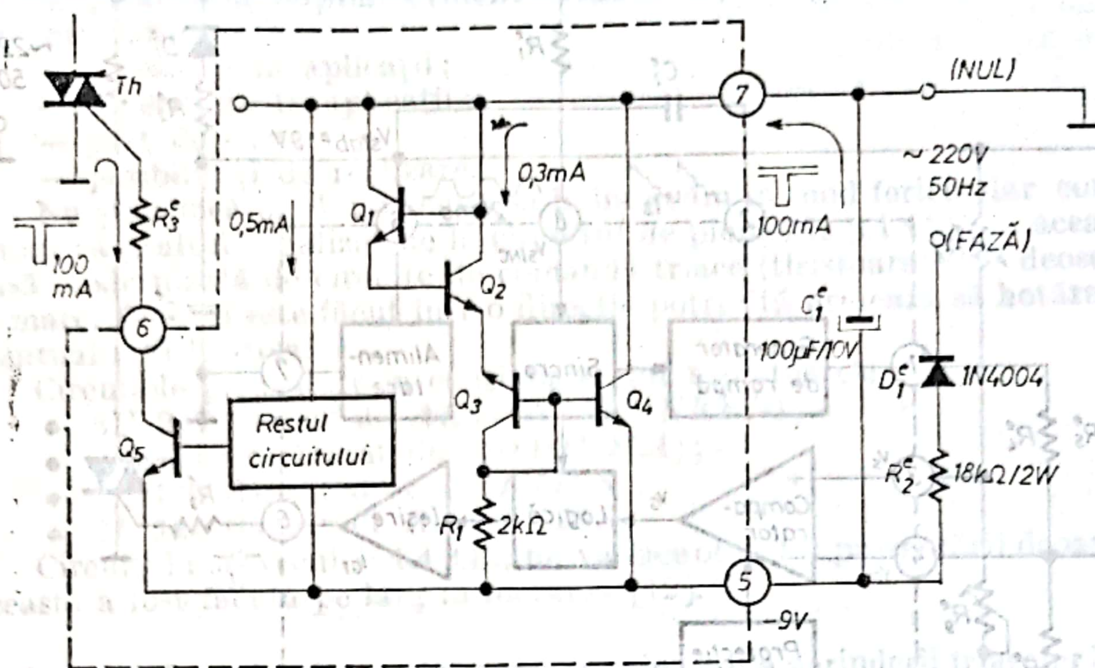


Fig. 8.27. Blocul de alimentare stabilizată a circuitului βU 217.

aprindere, negativ, din terminalul 6 este absorbit din terminalul 7 (terminal de potențial 0 V), trece prin poarta triacului, prin rezistența de limitare R_3^e și se scurge prin tranzistorul Q_5 de putere la terminalul 5. Tot acest curent I_{GT} este furnizat de condensatorul C_1^e. Pe durata impulsului de aprindere t_p tensiunea pe acest condensator scade aproximativ cu valoarea :

$$\Delta V = \frac{I_{GT} t_p}{C_1^e}. \tag{8.8}$$

Evident că această scădere a tensiunii de alimentare poate opri funcționarea circuitului și ar fi de dorit o valoare mare pentru C_1^e. (Cu valorile din figura 8.27, pentru un impuls $t_p = 0,4$ ms, $\Delta V = 0,5$ V).

Trebuie însă reținut că descărcarea lui C_1^e se face cu o constantă de timp :

$$\tau_1 = C_1^e R_2^e \tag{8.9}$$

Această constantă de timp este direct responsabilă de timpul de creștere al impulsului de aprindere generat de circuit la terminalul 6.

Ea este mult mai mare decît timpul de comutare în direct intrinsec al tranzistorului de putere Q_5. În aplicațiile în care viteza de creștere a lui I_{GT} este importantă, dimensionarea grupului C_1^e, R_2^e trebuie făcută cu multă atenție. Din acest punct de vedere, *compromisul stabilizare-timp de creștere trebuie făcut în favoarea timpului de creștere. Circuitul integrat poate funcționa pînă la variații* ΔV *de aproximativ 1 V*. Această variație implică modificarea unor generatoare interne de curent cu efecte în primul rînd asupra tensiunii de decalaj la intrarea comparatorului (figura 8.26) și a performanțelor de prelucrare analogică a semnalului v_i.

• *Blocul de sincronizare* (vezi figura 8.28) *cu rețeaua de c.a.* este prezent la toate circuitele integrate de comandă triace. El are rolul de a „dispeceriza" impulsurile de aprindere *sincron* cu semialternanțele tensiunii de rețea de c.a. fiind în esență un „ceas" intern care controlează secvența logică de funcționare a circuitului.

Fig. 8.28. Blocul de sincronizare cu rețeaua de c.a. din circuitul βU 217.

El este format din diodele Zener DZ_1, DZ_2, rezistența R_2 și tranzistoarele Q_6, Q_7, Q_8. Rezistența R_2 fixează valoarea generatoarelor sincronizate de curent $I_{G1} \ldots I_{GL}$. Rezistența externă R_1^e are rolul de a prelua întreaga tensiune de rețea de c.a., furnizînd un curent mic necesar sincronizării.

Generarea impulsului de aprindere este condiționată de deschiderea tranzistorului Q_7. Din figura 8.28 se observă că acest lucru are loc doar atunci cînd Q_6 și Q_8 sînt blocate (altfel tensiunile lor de saturație ar menține blocat tranzistorul Q_7). Tranzistorul Q_6 este saturat tot timpul semialternanței pozitive iar Q_8 tot timpul semialternanței negative. Singurul moment în care Q_6 și Q_8 sînt blocate, deci cînd Q_7 este deschis, este *momentul trecerii prin zero a tensiunii de rețea*. Această observație constituie cheia înțelegerii funcționării circuitului.

În figura 8.29 se poate urmări regimul de funcționare a celor trei tranzistoare și modul în care rezultă durata t_p a impulsului de aprindere.

Se observă că această durată corespunde timpului în care Q_7 este deschis adică timpului în care tensiunea la terminalul 8 este cuprinsă în intervalul de tensiune $-V_{BE} \ldots +V_{BE}$.

Influența rezistenței externe R_1^e asupra acestui timp este *majoră*. O valoare mare pentru R_1^e micșorează curentul tranzistoarelor Q_6 și Q_8 și micșorează t_p în timp ce o valoare mică are un efect contrar.

• *Generatorul rampei de tensiune.*

Generatorul rampei de tensiune este blocul component al unui circuit de comandă triace/tiristoare de care depinde modul de realizare a comenzii de aprindere — prin fază sau prin zero.

Circuitele de comandă prin zero cu referinţă fixă *nu necesită acest bloc* al rampei de tensiune.

Circuitele de comandă prin zero cu referinţă variabilă au un generator de rampă cu o perioadă de ordinul secundelor, determinată de utilizator. Rampa este folosită pentru comparaţie cu semnalul purtător de infor-

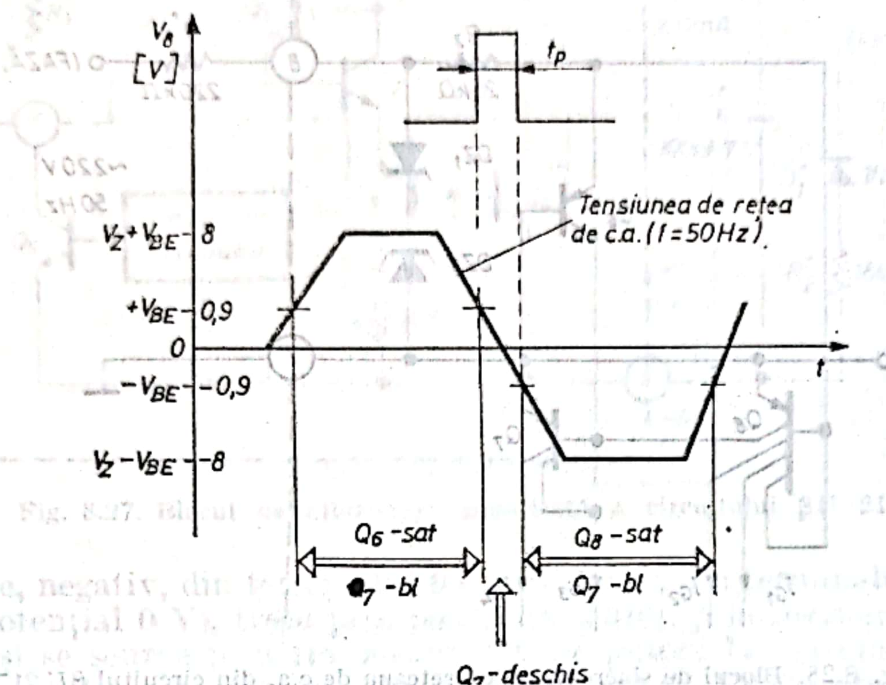


Fig. 8.29. Forma de undă la intrarea de sincronizare pentru circuitul βU 217.

maţie. În urma comparaţiei *rezultă intervale de timp* (de ordinul a sute de milisecunde) în care *se validează* generarea impulsurilor de aprindere la fiecare *trecere prin zero* a tensiunii de reţea.

Circuitele de comandă prin fază au generatorul de rampă declanşat de reţeaua de c.a., avînd deci o perioadă de 20 ms. El serveşte ca şi în cazul circuitelor cu comandă prin zero, la comparaţia cu semnalul purtător de informaţie. În acest caz, însă, la coincidenţa celor două semnale se generează impuls de aprindere pentru fiecare semialternanţă.

Singura componentă externă necesară în modul de funcţionare cu referinţă variabilă este condensatorul C_2^e (vezi figura 8.30.*a*). Acesta este încărcat de către generatorul de curent I_{G1} de 16 μA (vezi figura 8.28), pe durata fiecărei semialternanţe negative de durată $t = 10$ ms, cu o tensiune:

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C_2^e} = \frac{I_{G1}t}{C_2^e} = 0{,}16\ \text{V}. \tag{8.10}$$

Pe durata semialternanţei negative C_2^e rămîne încărcat la tensiunea „acumulată" pînă atunci. O nouă semialternanţă negativă îl încarcă din nou cu o „porţie" de 0,16 V. Procesul continuă pînă cînd tensiunea V_2 de pe condensator atinge valoarea de prag:

$$V_p = V_Z + 2V_{BE} = 8\ \text{V}. \tag{8.11}$$

În acest moment (vezi figura 8.30.*a*) grupul Q_9, Q_{10}, Q_{11}, ce poate fi asimilat cu un tiristor, se deschide, descărcînd rapid condensatorul C_2. Durata descărcării condensatorului C_2^e de la 0 V la tensiunea de prag $V_p = 8$ V se poate calcula cu ajutorul relațiilor (8.12) și (8.13). Notînd

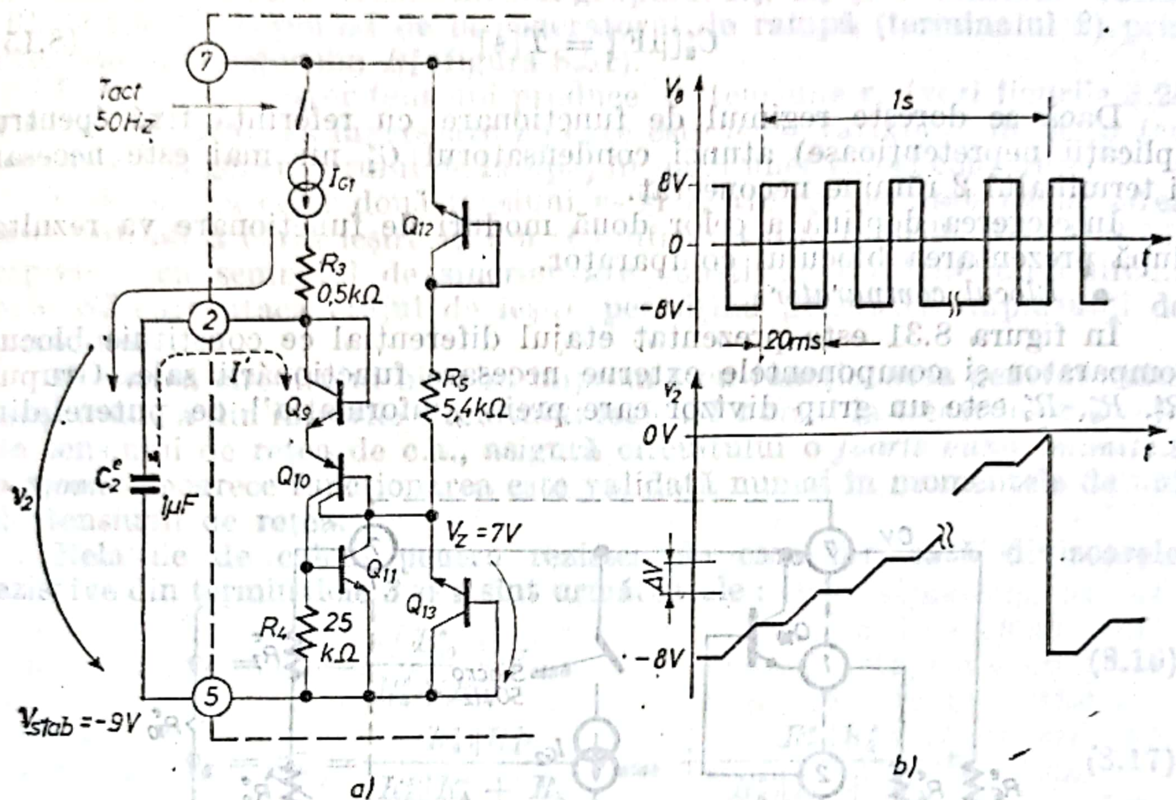


Fig. 8.30. Schema de principiu a circuitului care generează rampa de tensiune (*a*) și formele de undă caracteristice (*b*).

cu n numărul de „trepte" de tensiune ΔV, corespunzătoare unui interval de timp de 20 ms (perioada rețelei de c.a.) se obține :

$$n = \frac{V_p}{\Delta V} = 50. \tag{8.12}$$

Rezultă perioada rampei de tensiune :

$$T = 20 \text{ ms} \times n = 1 \text{ s}. \tag{8.13}$$

În figura 8.30.*b* este prezentată forma de undă pentru tensiunea la terminalul *2*.

Trebuie subliniat că această durată T este determinată intern de $I_{G1} = 16$ μA, $t = 10$ ms, $V_p = 8$ V și extern de $C_2^e = 1$ μF.

Utilizatorul poate determina prin alegerea condensatorului C_2^e, o perioadă T a rampei de tensiune corespunzătoare schemei de aplicație folosite. De exemplu, sistemele de putere cu „inerție" mare de răspuns necesită durate mari pentru T. Relația de calcul pentru C_2^e în funcție de

perioada dorită T este:

$$C_2^e = \frac{I_{G1} T}{2 V_p} \tag{8.14}$$

sau

$$C_2^e[\mu F] = T[s] \tag{8.15}$$

Dacă se dorește regimul de funcționare cu referință fixă (pentru aplicații nepretențioase) atunci condensatorul C_2^e nu mai este necesar și terminalul *2* rămîne neconectat.

Înțelegerea deplină a celor două moduri de funcționare va rezulta după prezentarea blocului comparator.

• *Blocul comparator*

În figura 8.31 este prezentat etajul diferențial ce constituie blocul comparator și componentele externe necesare funcționării sale. Grupul R_7^e, R_8^e, R_9^e este un grup divizor care preia „informația" de putere din

Fig. 8.31. Schema de principiu a comparatorului.

sarcina triacului comandat și o aplică sub forma unei tensiuni divizate la intrarea neinversoare v_{in}^+, (terminalul *3*) a comparatorului format de $Q_{14} \ldots Q_{17}$ (vezi figura 8.31).

Senzorul propriu-zis este prezentat sub forma unui termistor cu coeficient negativ de temperatură, *NTC*. Variația temperaturii (care trebuie

controlată) provoacă variația termistorului R_8^e și în consecință variația tensiunii V_3 la terminalul *3* al circuitului. Această tensiune are semnificația lui v_s din figura 8.25 și figura 8.26.

Pe intrarea inversoare a comparatorului (terminalul *4* al circuitului) se aplică o combinație de două tensiuni : o tensiune constantă în timp, divizată de la V_{stab} prin intermediul grupului R_6^e, R_5^e și o tensiune variabilă în timp, provenind de la generatorul de rampă (terminalul *2*) prin intermediul rezistorului R_4^e (figura 8.31).

Însumarea acestor tensiuni produce o tensiune v_R (vezi figurile 8.25 și 8.26) pe intrarea inversoare v_{in}^- care este lent variabilă în timp (cu perioada T a generatorului de rampă) în jurul unei valori constante.

Comparația celor două tensiuni v_R și v_s are ca rezultat declanșarea unui bistabil a cărui ieșire v_G (cu semnificația din figurile 8.25 și 8.26) împreună cu semnalul de sincronizare constituie intrările unui circuit logic *ȘI* care atacă etajul de ieșire permițînd generarea impulsului de aprindere.

Folosirea circuitului bistabil împreună cu funcționarea generatorului I_{G2} și a uneia din intrările circuitului logic *ȘI* numai la trecerile prin zero ale tensiunii de rețea de c.a., asigură circuitului o *foarte bună imunitate la zgomot* deoarece funcționarea este validată numai în momentele de nul ale tensiunii de rețea.

Relațiile de calcul pentru rezistențele care formează divizoarele rezistive din terminalele *3* și *4* sînt următoarele :

$$v_3 = v_{in}^+ = \frac{R_{10}^e}{R_8^e + R_{10}^e} V_{stab} \tag{8.16}$$

$$v_4 = v_{in}^- = \frac{R_6^e \| R_4^e}{R_6^e \| R_4^e + R_5} V_{stab} + \frac{R_6^e \| R_5^e}{R_6^e \| R_5^e + R_4} v_2 \tag{8.17}$$

Tensiunea v_3 este lent variabilă, produsă de termistorul R_8^e care „simte" variațiile de temperatură și modifică în consecință valoarea v_3.

Se observă că v_4 prin intermediul lui v_2 este și ea variabilă în timp cu perioada T calculată anterior (vezi relația 8.15). Reprezentarea pe o aceeași diagramă de timp a tensiunilor v_3 și v_4 care permite înțelegerea completă a funcționării circuitului este dată în figura 8.32. În această

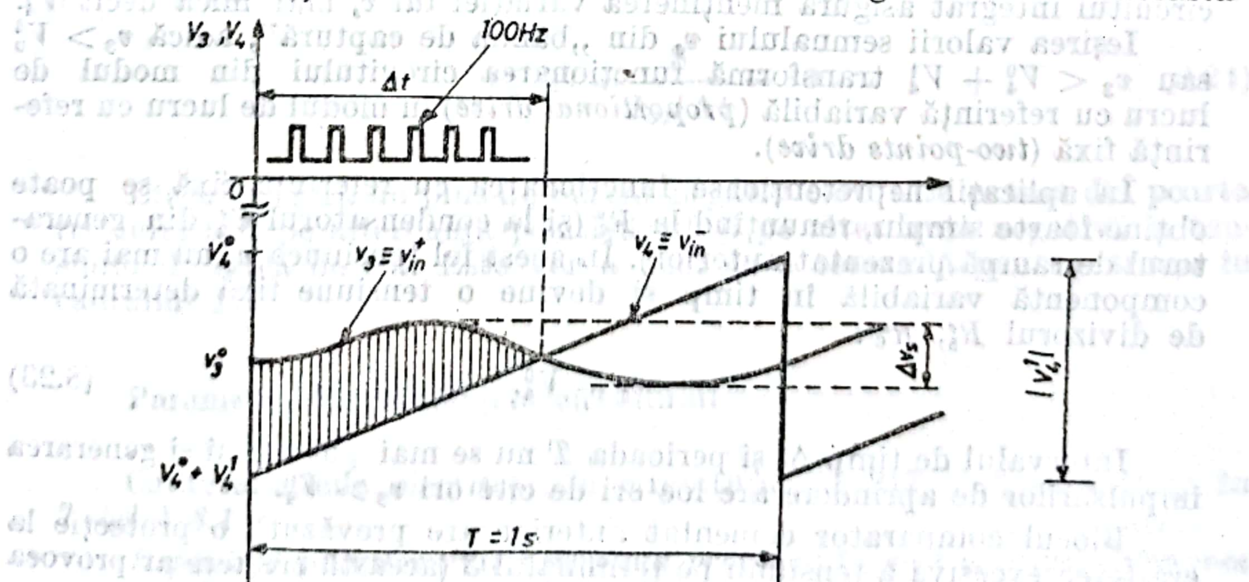


Fig. 8.32. Formele de undă la intrările comparatorului.

reprezentare tensiunea v_2 din figura 8.30.*b* a fost asimilată cu o rampă continuu crescătoare.

$$v_2 = V_{stab}\left(1 - \frac{t}{T}\right). \tag{8.18}$$

Înlocuind (8.18) în (8.17), cu notațiile din figură rezultă :

$$v_4 = V_4^0 + V_4^1\left(1 - \frac{t}{T}\right), \tag{8.19}$$

unde

$$V_4^0 = \frac{R_6^e \| R_4^e}{R_6^e \| R_4^e + R_5} V_{stab}, \tag{8.20}$$

$$V_4^1 = \frac{R_6^e \| R_5^e}{R_6^e \| R_5^e + R_4} V_{stab} \tag{8.21}$$

Se observă acum funcționarea buclei de reacție negativă de stabilizare a temperaturii. O creștere a temperaturii, provoacă o scădere a valorii rezistenței termistorului R_8^e și deci a valorii v_3. Deoarece v_4 este o tensiune cu o variație stabilă, programată, din figura 8.32 rezultă că intervalul de timp Δt în care $v_3 > v_4$ scade, și deci numărul impulsurilor de aprindere generate în timpul perioadei T scade. În consecință, temperatura provocată de disiparea de putere în sarcina comandată de triac scade.

Asigurarea funcționării corecte a buclei de reglaj presupune o estimare a domeniului variației temperaturii și deci o estimare a lui Δv_s (figura 8.32). Condiția de funcționare în buclă este în acest caz :

$$\Delta v_s < |V_4^1 \tag{8.22}$$

Odată ce tensiunea v_3 a ajuns în intervalul de valori $(V_4^0 + V_4^1, V_4^0)$, circuitul integrat asigură menținerea variației lui v_s mai mică decît V_4^1.

Ieșirea valorii semnalului v_s din „banda de captură”, adică $v_3 > V_0^4$ sau $v_3 < V_4^0 + V_4^1$ transformă funcționarea circuitului din modul de lucru cu referință variabilă (*proportional drive*) în modul de lucru cu referință fixă (*two-points drive*).

În aplicații nepretențioase funcționarea cu referință fixă se poate obține foarte simplu, renunțînd la R_4^e (și la condensatorul C_2^e din generatorul de rampă prezentat anterior). În acest fel tensiunea v_4 nu mai are o componentă variabilă în timp și devine o tensiune fixă determinată de divizorul R_5^e, R_6^e :

$$v_4 = V_4^0. \tag{8.23}$$

Intervalul de timp Δt și perioada T nu se mai pot defini și generarea impulsurilor de aprindere are loc ori de cîte ori $v_3 > V_4^0$.

Blocul comparator comentat anterior are prevăzută o protecție la creșterea excesivă a tensiunii pe terminalul *3* (această creștere ar provoca generarea necontrolată a impulsurilor de aprindere).



Această protecţie nu permite ca tensiunea pe terminalul *3* să crească în sens algebric peste valoarea -1 V.

Protecţia este utilă mai ales în cazurile accidentale cînd, din diverse motive, terminalul *3* este pus la potenţialul masei (R^e_{10} scurtcircuit).

- *Etajul de ieşire*

Etajul de ieşire este format de un grup de tranzistoare *npn* în montaj Darlington, cu mare capabilitate de curent (200 mA) care conţin intern o rezistenţă serie de colector de limitare a curentului de aprindere generat.

În figura 8.33 se prezintă schema acestui etaj. Rezistenţa R_7 de 80 Ω limitează valoarea curentului generat la o valoare:

$$I_{GT} = \frac{V_{stab} - V_{CE20} - V_{GT}}{R_7} = 100\,\text{mA}$$

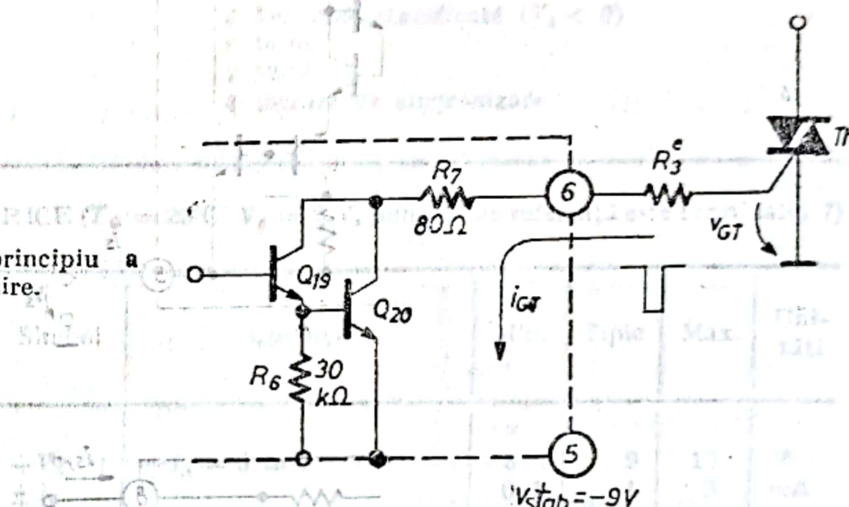


Fig. 8.33. Schema de principiu a etajului de ieşire.

Etajul nu pune probleme deosebite şi dacă se doreşte micşorarea curentului I_{GT} este necesară o rezistenţă de limitare externă R^e_3. Ea se poate dimensiona uşor:

$$R^e_3[\Omega] = \frac{8}{I_{GT}[\text{A}]} - 80 \tag{8.24}$$

Etajul asigură un plus de curent negativ care este extras din poarta triacului atît pe alternanţa pozitivă cît şi pe alternanţa negativă a tensiunii de reţea de c.a. Este vorba deci de o comandă pentru triace în cadranul III.

Parametri. Performanţele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului βU 217 sînt sintetizate în *Tabelul 8.1.*

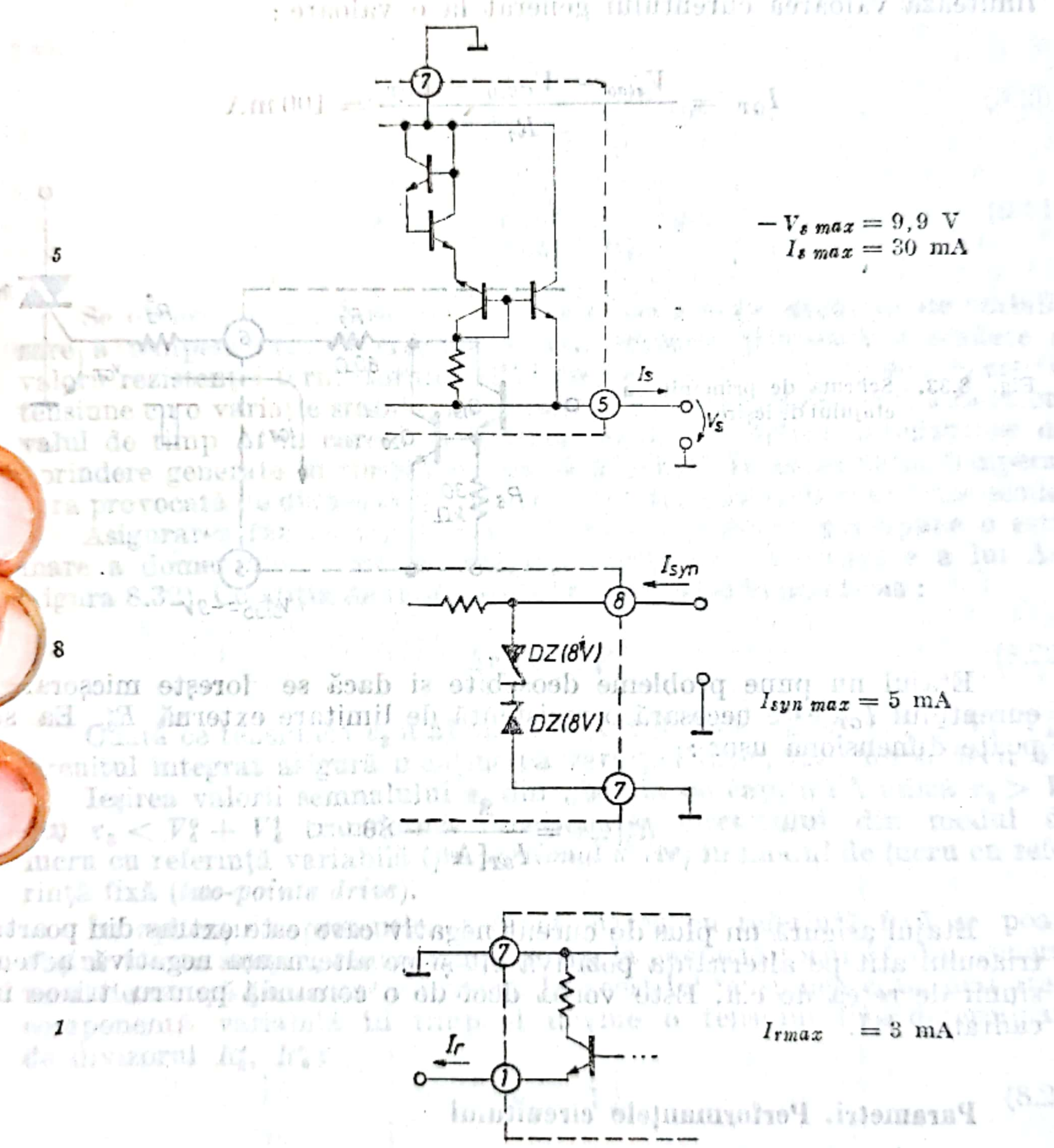
Depăşirea valorilor limită absolută provoacă în mod obişnuit defectarea catastrofală ireversibilă a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieşirea sa din parametrii de catalog.

Tabelul 8.1

βU 217

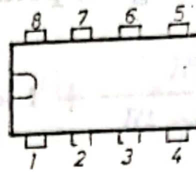
Circuit pentru comanda prin zero a aprinderii triacelor

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile se consideră față de masă-terminalul 7)

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
5		$-V_{s\,max} = 9{,}9$ V $I_{s\,max} = 30$ mA
8		$I_{syn\,max} = 5$ mA
1		$I_{r\,max} = 3$ mA

Puterea disipată	300 mW
Temperatura de stocare	$-40°C \ldots +125°C$
Temperatura de funcționare	$-10°C \ldots +70°C$
Temperatura joncțiunii	$+125°C$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula *MP48*
Vedere de sus

1 Rampa de tensiune
2 Programare rampă
3 Comandă aprindere
4 Referință de comandă
5 Tensiune stabilizată ($V_5 < 0$)
6 Ieșire
7 Masă
8 Intrare de sincronizare

CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_a = 25°C$, $V_s = 9$ V, punctul de referință este terminalul 7)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunea de referință	$-V_5$	$-I_5 = 5$ mA	8	9	10	V
Curent de sincronizare	$\pm I_s$		0,1	1	3	mA
Durata pulsului	t_p	Montajul tipic de aplicație (figura 8.34) $V_{syn} = 220$ V, $R_{syn} = 220$ kΩ		260		μs
		$R_{syn} = 470$ kΩ		460		μs
Tensiunea de decalaj la intrarea comparatorului	$V_{3,4}$ off			10		mV
Curent de polarizare	$I_{3,4}$				1	μA
Tensiunea de acționare a protecției	$-V_{3p}$	$V_4 = 0$		1,25		V
Perioada rampei de tensiune	T	Montajul tipic de aplicație (figura 8.34) $C_r = 1 \mu F$, $I_{syn} = 1$ mA		1		s
Amplitudinea rampei de tensiune	V_3	Montajul tipic de aplicație, (figura 8.34) $C_r = 1 \mu F$, $I_{syn} = 1$ mA	5	6	7	V

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică joncțiune-ambiant	$R_{th\, j-a}$	200°C/W

Schema tipică de aplicație

În figura 8.34 se prezintă schema tipică de aplicație a circuitului βU 217. Sarcina R_L de 500 W este o rezistență încălzitoare. Temperatura este sesizată de un termistor de tip NTC cu valoarea nominală $R_8^0 = 200$ kΩ la temperatura nominală și cu un coeficient de temperatură $\alpha = -3{,}5\%/°C$.

Grupul de componente care asigură polarizarea de la rețeaua de c.a. este format din:

D_1^e : tip 1N4004

R_2^e : 18 kΩ/1,5 W

C_1^e : 100 µF/25 V

R_{syn} : 220 kΩ/0,5 W

C_2^e : 1 µF/10 V

Grupul R_2, C_2 pentru protecția triacului este direct dependent de tipul de triac folosit.

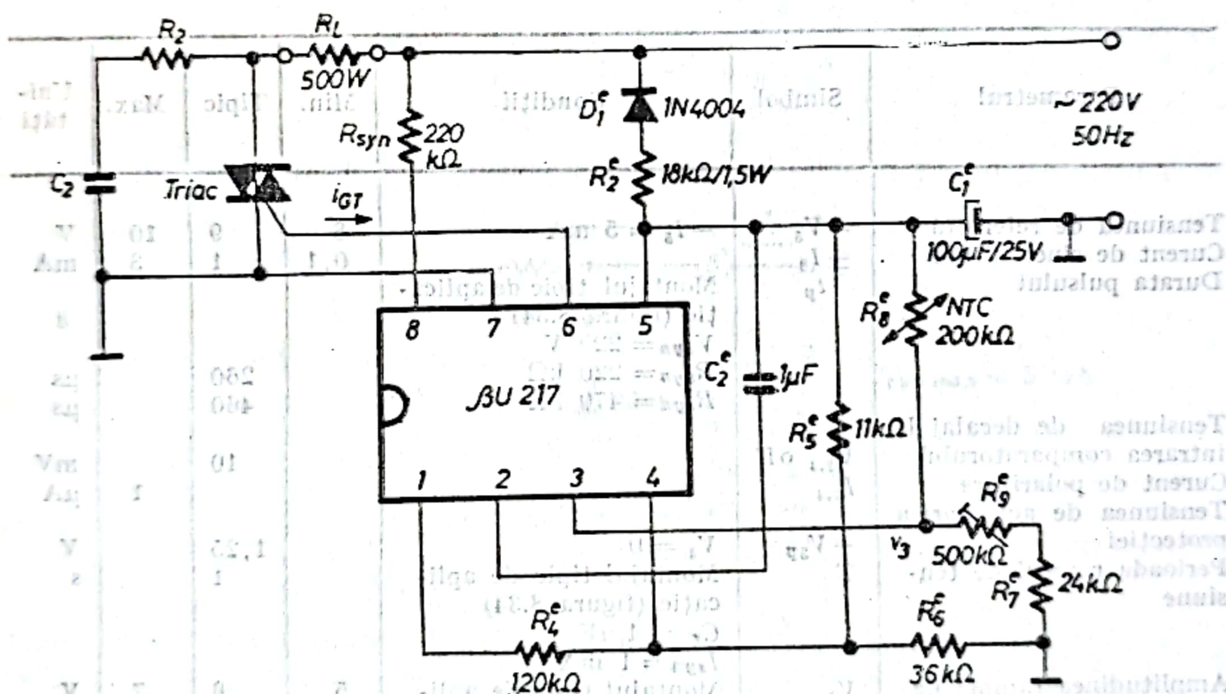


Fig. 8.34. Schemă tipică de aplicație a circuitului βU 217.

Dimensionarea divizorului rezistiv format de R_7^e, R_8^e, R_9^e se face în funcție de termistorul folosit avînd coeficientul de temperatură α), de valoarea nominală a temperaturii stabilizate (T_0) și de domeniul permis de variație a temperaturii ($T_0 - \Delta T$, $T_0 + \Delta T$).

Ținînd cont că:

$$v_3 = \frac{R_7^e + R_9^e}{R_7^e + R_9^e + R_8^e} V_{stab} \tag{8.25}$$

rezultă o variație a lui v_3 corespunzătoare intervalului de temperatură $(T_0 - \Delta T,\ T_0 + \Delta T)$ egală cu :

$$\Delta v_s = \Delta v_3 = |V_{stab}| \frac{2b\Delta T}{a^2 - b^2 \Delta T^2}, \tag{8.26}$$

unde :

$$a = 1 + \frac{R_8^0}{R_7^e + R_9^e},$$

$$b = |\alpha| \frac{R_8^0}{R_7^e + R_9^e},$$

$$R_8^0 = R_8^e|_{T=T_0}.$$

Valoarea de regim staționar pentru v_3 este :

$$V_3^0 = V_{stab} \frac{R_7^e + R_9^e}{R_7^e + R_9^e + R_8^0} \tag{8.27}$$

Cu valorile din schema de aplicație tipică, pentru :

$$R_8^0 = 200\ \text{k}\Omega|_{T=100°\text{C}},$$

$$\alpha = -3{,}5\%/°\text{C},$$

$$T = 5°\text{C},$$

$$R_7^e = 24\ \text{k}\Omega,$$

$$R_9^e = 400\ \text{k}\Omega.$$

din relațiile 8.26 și 8.27 rezultă :

$$V_3^0 = 6{,}12\ \text{V},$$

$$\Delta v_s = 0{,}67\ \text{V}.$$

Dimensionarea grupului divizor R_4^e, R_5^e, R_6^e se face ținînd cont de valorile determinate mai sus pentru a fi satisfăcute condițiile :

$$V_3^0 = V_4^0 - \frac{1}{2} V_4^1$$

$$\Delta v_s < |V_4^1|$$

Rezultă, cu relațiile (8.20), (8.21):

$$R_5^e = 11\ \text{k}\Omega,$$

$$R_6^{e\prime} = 36\ \text{k}\Omega,$$

$$R_4^e = 120\ \text{k}\Omega,$$

$$V_4^1 = -0{,}58\ \text{V},$$

$$V_4^0 = -6{,}44\ \text{V}.$$

Se observă satisfacerea condiției $\Delta v_s < |V_4^1|$ și deci asigurarea funcționării de tip „*proportional drive*".

În prezentarea circuitului ca și în schema de aplicație tipică (figura 8.34) s-a discutat numai despre comanda unui triac. Deoarece circuitul β*U* 217 furnizează un curent de aprindere negativ (deci o comandă în cadranele III și IV) *el nu poate fi folosit direct decît pentru comanda unui tiristor.*

Pentru comanda bialternanță a unui grup de două tiristoare este necesar la ieșire un transformator de impulsuri, care să polarizeze corespunzător grilele tiristorilor în raport cu catozii.

În figura 8.35 se prezintă schema de principiu a unei astfel de comenzi. Este important să se înțeleagă că circuitul β*U* 217 asigură o „circulație" de curent de aprindere din terminalul *7* (masa) spre terminalul *6* (ieșirea). Aceste terminale trebuie să intre neapărat în circuitul de poartă al triacului pentru a se realiza comanda de aprindere.

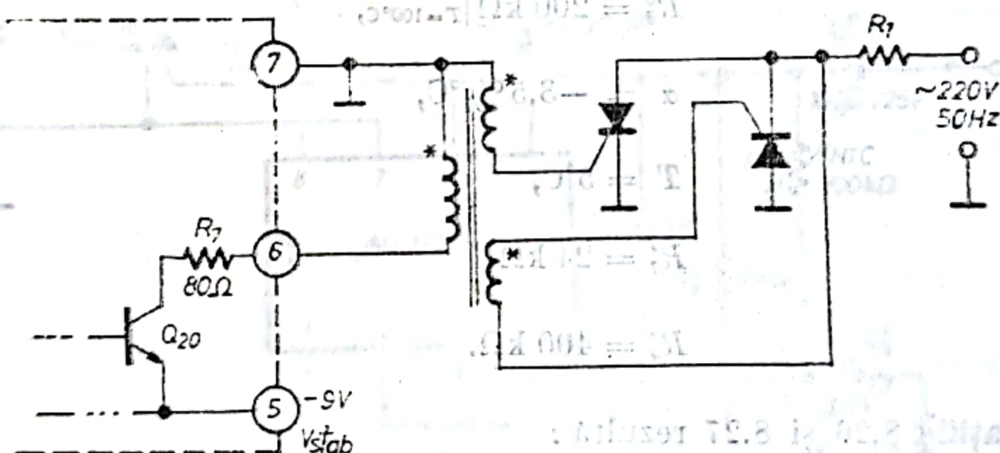


Fig. 8.35. Schema de principiu pentru comanda bialternanță a două tiristoare.

De reținut pentru utilizare:

Grupul de componente externe D_1^e, R_2^e, C_1^e (figura 8.26) asigură redresarea monoalternanță a tensiunii de rețea și filtrarea tensiunii stabilizate intern de circuit. Valorile care asigură o funcționare optimă sînt:

$$C_1^e = 100\ \mu\text{F}/10\ \text{V}$$

$$R_2^e = 18\ \text{k}\Omega/2\ \text{W}$$

Cu aceste valori, la terminalul *5* se obține o tensiune stabilizată (fără pretenții deosebite) de aproximativ -9 V.

Valorile rezistențelor $R_4^c + R_5^c$ care asigură funcționarea comparatorului (figura 8.30), determinate cu relațiile (8.20) și (8.21), trebuie să fie de ordinul de mărime al zecilor de kΩ pentru a satisface condițiile de curent de polarizare pentru etajul comparator.

Folosirea în locul termistorului cu coeficient negativ (*NTC*) R_8^c a unui termistor cu coeficient pozitiv de tensiune (*PTC*) este posibilă cu condiția conectării termistorului între terminalele *7* și *3* și a grupului R_{10}^c între terminalele *3* și *5*.

Pentru obținerea unui impuls de aprindere de —100 mA, terminalul de poartă al triacului se conectează direct la terminalul *6* al circuitului integrat. Pentru un impuls mai mic este necesară o rezistență de limitare (figura 8).

Impulsul negativ de curent de aprindere de —100 mA este generat (dacă sînt îndeplinite condițiile cerute de prelucrarea analogică) la *fiecare* trecere prin zero a tensiunii de rețea de c.a. (atît la trecerea de la semialternanța pozitivă la cea negativă cît și invers).

8.4.3. βL 120 — circuit pentru comanda prin fază a triacelor/tiristoarelor [14]

Prezentarea circuitului

Circuitul *βL* 120 este un circuit de comandă a triacelor care generează impulsul de aprindere pe fiecare semialternanță a tensiunii rețelei de c.a. la un moment de timp bine precizat în raport cu trecerea prin zero a tensiunii de rețea. Acest moment definește „unghiul de aprindere" — termen caracteristic circuitelor de comandă prin fază.

Caracteristici generale

- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Diodele de redresare dublă alternanță sînt integrate pe cip;
- Generează impulsuri de curent de ±80 mA, permițînd comanda în cadranele I și III;

- Este prevăzut cu detector de nul al curentului anodic;
- Ieșirea este protejată la scurtcircuit;
- Pe cip este realizat un stabilizator de tensiune de +8 V/3 mA, disponibil și pentru utilizator;
- Are imunitate la zgomot;
- Necesită puține componente externe;
- Pe cip este realizat un amplificator operațional disponibil pentru prelucrarea analogică a informației de putere în sarcină;
- Circuitul oferă o referință de tensiune de 1,5 V/10 μA.

Destinație

Circuitul βL 120 este un circuit de comandă evoluat, folosit în aplicații cu pretenții deosebite de control al fazei. Prelucrarea analogică a „informației" de putere este complexă iar declanșarea impulsului de aprindere este protejată la zgomot prin folosirea unei logici de condiționări multiple. Existența detectorului de curent anodic nul permite comanda puterii unor sarcini inductive iar etajul de ieșire în contratimp permite generarea atît de impulsuri pozitive (pe timpul semialternanței pozitive) cît și negative (pe timpul semialternanței negative).

Schema bloc

Schema bloc a circuitului βL 120 este prezentată în figura 8.36. Se observă prezența blocurilor de redresare bialternanță și stabilizare de tensiune (terminalele *4*, *8*, *9*, *10*) a blocului rampei de tensiune sincronizată cu rețeaua de 50 Hz (terminalul *1*), și a amplificatorului de prelucrare analogică a semnalului, cu ambele intrări accesibile (terminalele *3*, *5*).

Detectorul de curent anodic zero (terminalul *14*) asigură așa cum s-a mai precizat comanda sarcinilor inductive, iar logica de ieșire împreună cu etajul chopper (terminalul *11*) asigură imunitatea la zgomot.

Etajul de ieșire (terminalul *7*) este un etaj în contratimp, asigurînd comanda în cadranele I și III cu impulsuri pozitive și negative de curent.

Blocurile electrice componente, de interfațare cu utilizatorul

- *Blocul de alimentare*

Blocul de alimentare al circuitului βL 120 îndeplinește mai multe funcții:

— redresarea dublă alternanță;
— prestabilizarea tensiunilor de ±12 V;
— stabilizarea tensiunii de +8 V.

Tensiunile prestabilizate de ±12 V (terminalele *8*, *10*) sînt folosite în principal pentru alimentarea blocurilor de ieșire (care furnizează curent de aprindere în cadranele I și III).

Tensiunea stabilizată de +8 V (terminalul *6*) este cea care asigură alimentarea tuturor blocurilor interne de prelucrare a semnalelor.

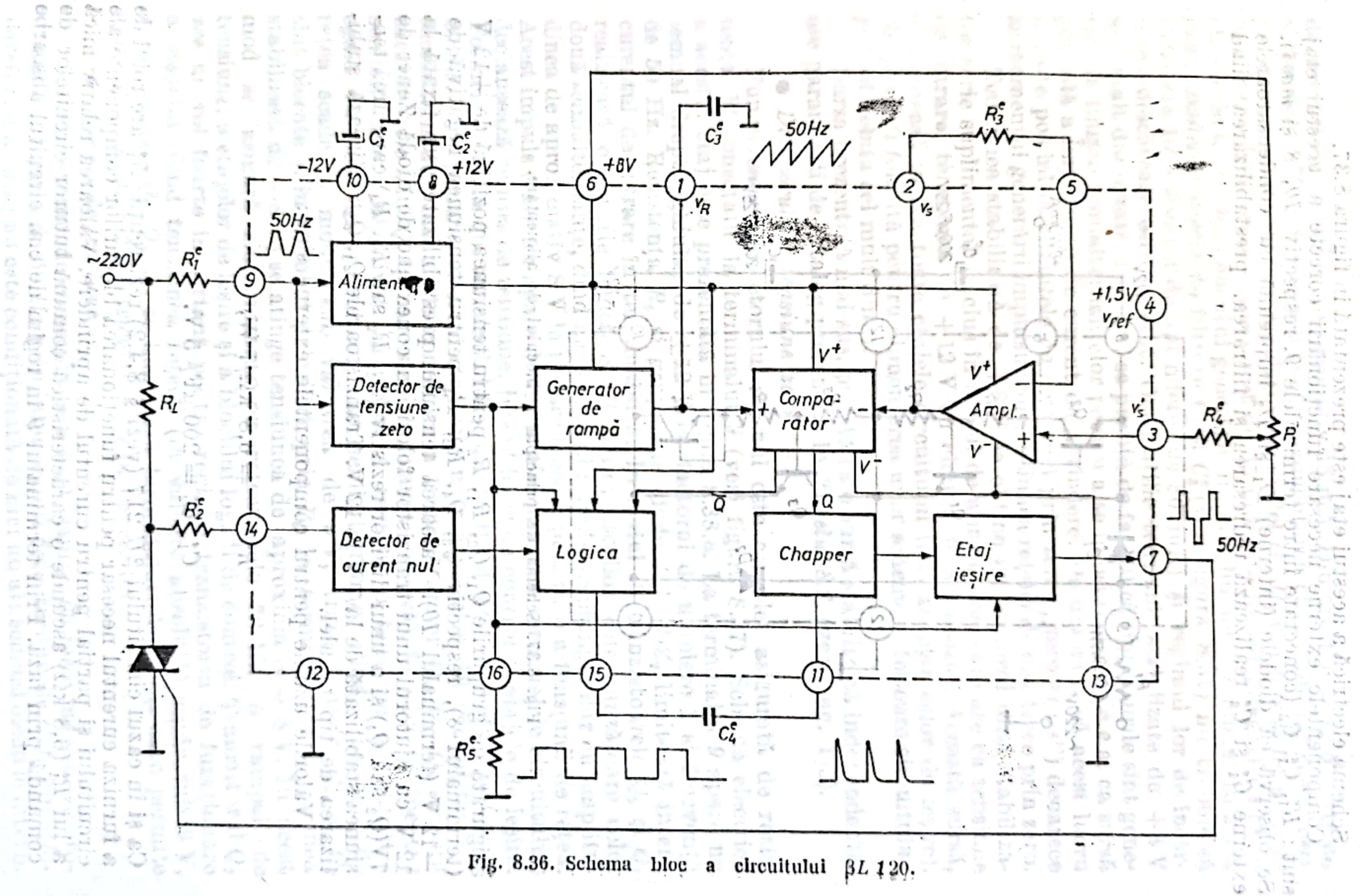


Fig. 8.36. Schema bloc a circuitului βL 120.

Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 8.37.

Componentele externe necesare funcționării corecte a acestui etaj sînt : R_1^e, C_1^e, C_2 (conectate între terminalele *9*, respectiv *10*, *8* și *masă*). Se observă că diodele (interne) D_1 și D_2 împreună cu condensatoarele externe C_1^e și C_2^e realizează redresarea și filtrarea, prestabilizarea fiind

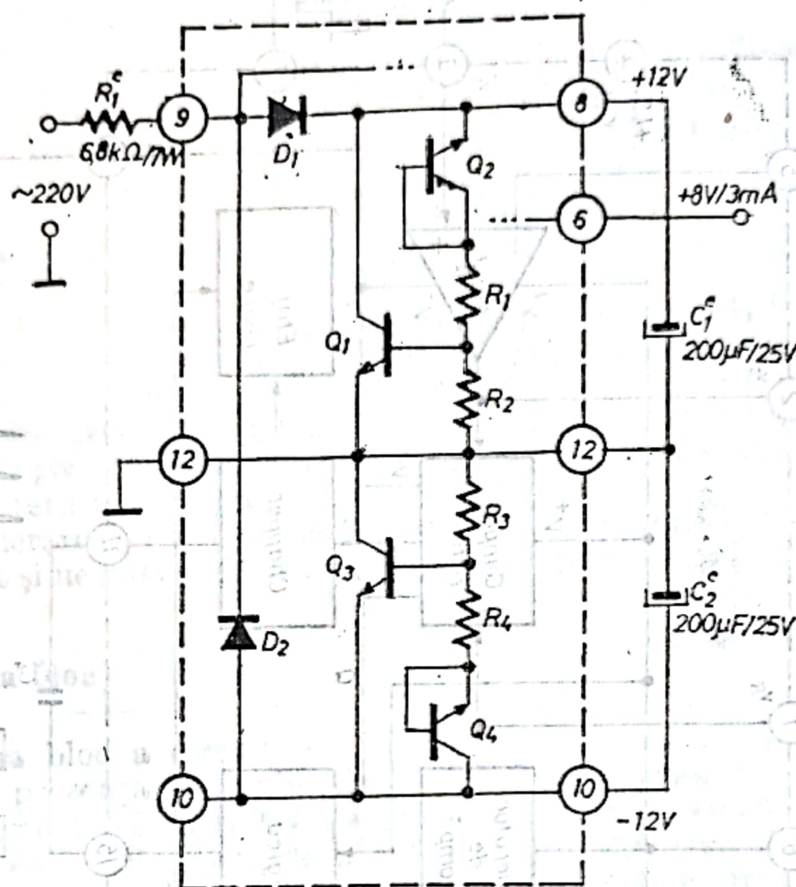


Fig. 8.37. Schema de principiu a blocului de alimentare.

asigurată de grupurile Q_1, Q_2, R_1, R_2 pentru tensiunea pozitivă de +12 V (terminalul *8*), respectiv Q_3, Q_4, R_3, R_4 pentru tensiunea negativă de −12 V (terminalul *10*). Valoarea tensiunii prestabilizate este fixată la 12 V cu ajutorul unui tranzistor folosit în conexiune de diodă Zener de 7V(Q_2 sau Q_4) și a unui divizor rezistiv (R_1, R_2 sau R_3, R_4) care urcă tensiunea stabilizată de la 7 V la 12 V. Tranzistoarele Q_1, Q_3 realizează stabilizarea de tip paralel.

Valorile uzuale pentru componentele externe sînt :

$$R_1^e = 6{,}8\ \text{k}\Omega/7\ \text{W},$$

$$C_1^e,\ C_2^e = 200\ \mu\text{F}/\ 5\ \text{V}.$$

Ca și în cazul circuitului β*U* 217 (vezi § 8.4.2) rezistența R_1^e are rolul de a furniza curentul necesar pentru funcționarea blocurilor componente ale circuitului și parțial pentru curentul de aprindere. Valoarea relativ mică a lui R_1^e (6,8 kΩ) ascunde o caracteristică comună tuturor circuitelor de comandă prin fază. Prin terminalul *9* în regim de c.a. circuitul absoarbe

de la rețea un curent de aproximativ 45 mA. Din acest curent o parte de aproximativ 10 mA servește pentru alimentarea circuitului iar restul este preluat de tranzistoarele regulatoare paralel Q_1, Q_3 din blocul de alimentare (vezi figura 8.36). Acest rest de 35 mA este folosit integral de către etajele de ieșire în momentul generării impulsului de aprindere. În acest mod, condensatoarele de filtrare C_1^e și C_2^e (vezi figura 8.37) nu trebuie să furnizeze tot curentul de aprindere (de 80 mA) și regimul lor de încărcare—descărcare este relaxat. Ondulațiile tensiunii stabilizate de +8 V sînt mult diminuate. De fapt, se profită de faptul că impulsurile sînt generate în timpul semialternanțelor pentru a se folosi rețeaua de c.a. ca sursă parțială a impulsului de curent de aprindere. De observat că acest lucru nu este posibil la circuitele cu comandă prin zero („zero cross") deoarece în momentul generării impulsurilor tensiunea rețelei de c.a. trece prin zero.

Tensiunea stabilizată de +8 V se obține cu ajutorul unui stabilizator serie suplimentar (inclus în blocul de alimentare) care are ca tensiune de intrare, tensiunea de +12 V cu circuit de amorsare). Această sursă, alimentează intern toate etajele circuitului (cu excepția celor de ieșire). Ea poate fi folosită pentru alimentarea unor scheme exterioare circuitului, putînd debita cel mult 3 mA.

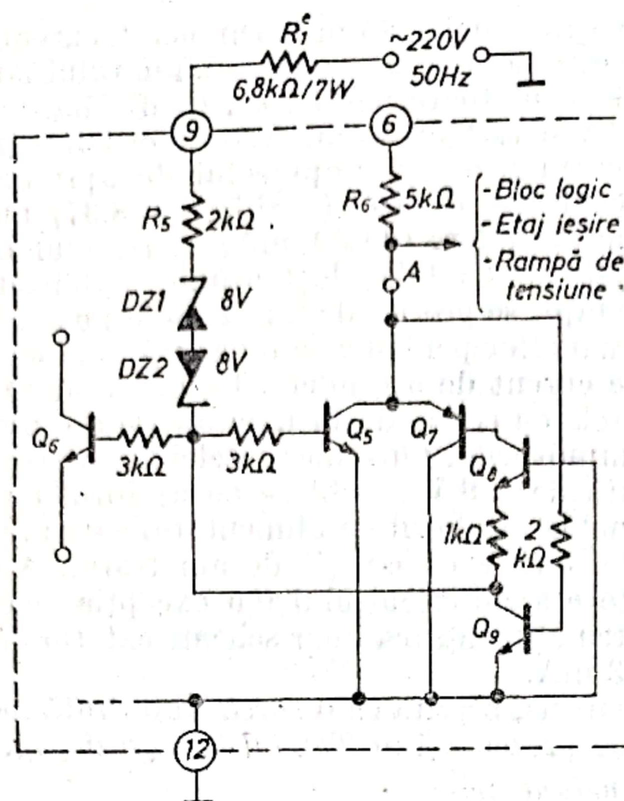
Sursa prezentată mai sus, privită ca o sursă stabilizată independentă, are parametrii de catalog prezentați în *Tabelul 8.2.* (vezi pag. 173).

● *Detectorul de tensiune zero*

Funcționarea detectorului de nul este complet asigurată de rezistența R_1^e conectată la terminalul *9* (vezi figura 8.37). Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 8.38.*a*. La terminalul *9* apare un semnal dreptunghiular de ±12 V cu factorul de umplere 1 și frecvență de 50 Hz. Rezistența R_5 și grupul de diode DZ_1, DZ_2 limitează intern curentul de intrare în terminalul *9*. În nodul *A* tranzistoarele Q_5 și Q_7 realizează o funcție logică *SAU* a impulsurilor corespunzătoare celor două semialternanțe, dînd naștere unui impuls dreptunghiular cu amplitudinea de aproximativ 8 V la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Acest impuls (care nu apare direct la nici unul din terminalele circuitului) declanșează rampa de tensiune, blocul logic de control și etajele de ieșire. Formele de undă din terminalul *9* și din nodul *A* sînt prezentate în figura 8.38.*b*. Funcționarea acestui etaj este ușor de înțeles. În timpul fiecărei semialternanțe, modul de conectare a tranzistoarelor Q_5, Q_7, Q_8 asigură saturarea fie a lui Q_5 (pentru semialternanța pozitivă), fie a lui Q_7 (pentru semialternanța negativă). În nodul *A* rezultă o tensiune aproximativ egală cu zero în timpul ambelor semialternanțe. Cînd tensiunea de rețea scade în modul sub valoarea de 9 V, tranzistoarele Q_5 și Q_7 sînt blocate și în nodul *A* polarizat, prin R_6 la terminalul *6* (tensiunea stabilizată de +8 V) se atinge tensiunea de aproximativ +8 V. În acest mod se asigură sincronizarea cu rețeaua de 50 Hz a rampei de tensiune, a etajelor de ieșire și a blocului logicii de control. Tranzistorul Q_9 are un rol foarte important pentru regimul tranzistoriu de funcționare a etajului. Cînd tensiunea rețelei (în valoare absolută) scade sub 9 V, tranzistoarele Q_5, Q_6, Q_7 se blochează ferm datorită lui Q_9, care permite evacuarea sarcinilor electrice stocate în bazele lor.

● *Rampa de tensiune*

În orice circuit de comandă prin fază, rampa de tensiune este sincronizată cu rețeaua de 50 Hz prin intermediul detectorului de nul. Funcționarea acestui etaj nu este condiționată de nici un alt semnal electric intern.



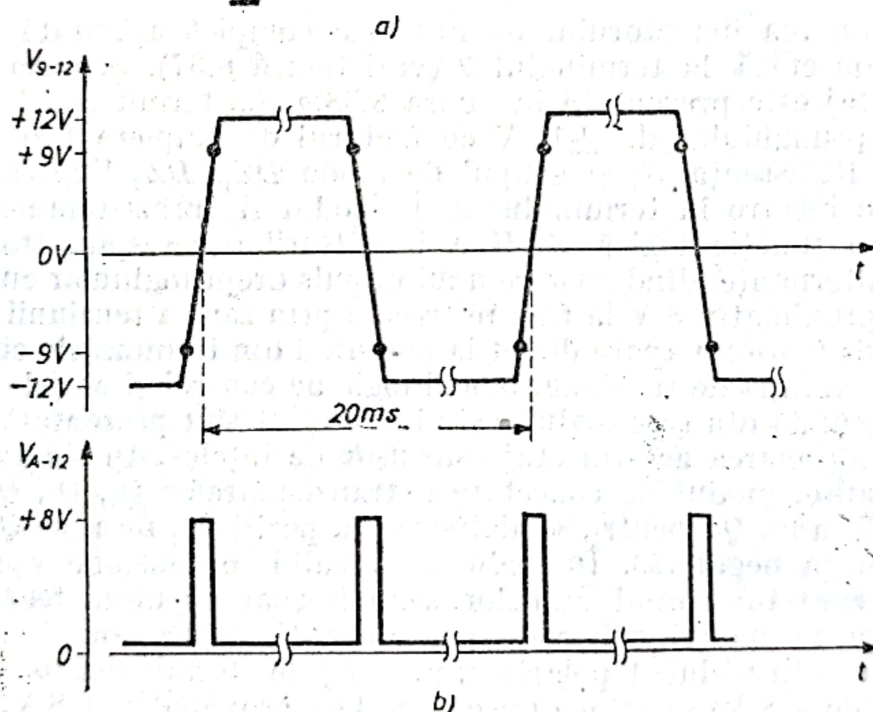


Fig. 8.38. Schema electrică a detectorului de tensiune nul (*a*) și formele de undă (*b*).

Semnalul rampă de tensiune (v_R din figura 8.25) se aplică la una din intrările etajului comparator. La cealaltă intrare se aplică semnalul v_s amplificat (vezi figurile 8.25 și 8.36). În urma comparației celor două semnale, ieșirea comparatorului permite comanda etajului de ieșire pentru generarea impulsului de aprindere. Acesta apare numai dacă sînt îndeplinite și alte condiții interne după cum se va arăta în continuare (vezi „Blocul chopper").

În figura 8.39.*a* este prezentată schema electrică a generatorului de rampă declanşat. Singura componentă externă necesară este capacitorul C_3^e (terminalul *1*). „Comutatorul'' K este acţionat de detectorul de tensiune nulă şi declanşează descărcarea condensatorului C_3^e prin Q_{13} la fiecare trecere prin zero a tensiunii de reţea.

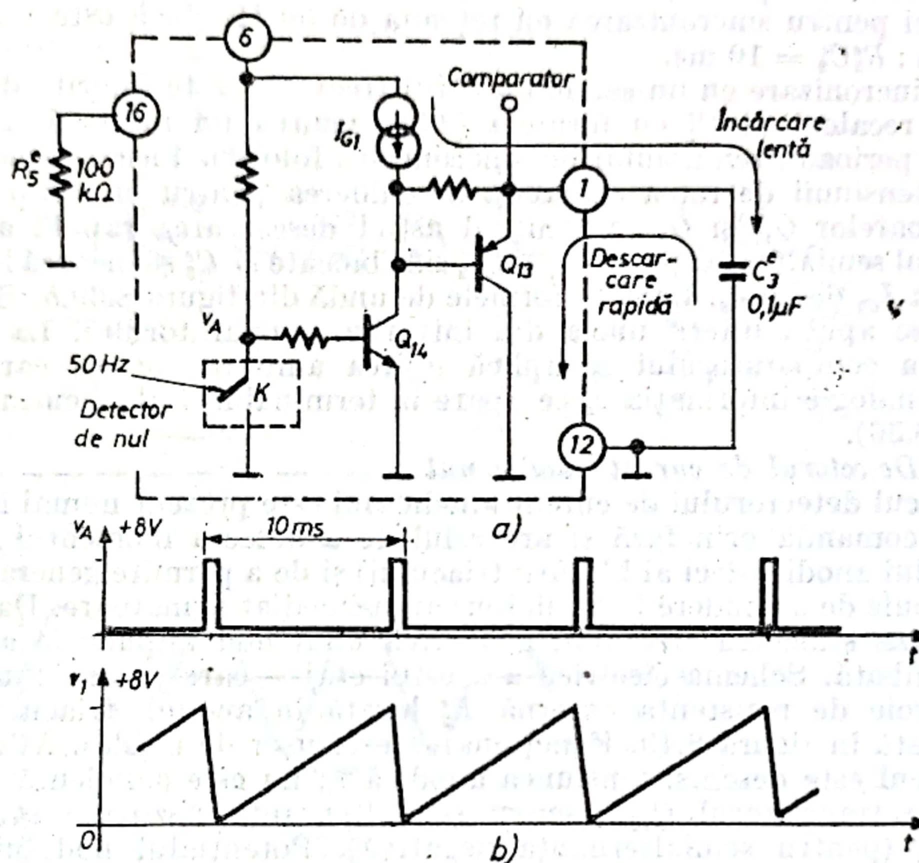


Fig. 8.39. Schema electrică a generatorului rampei sincronizate de tensiunea de reţea de c.a. (*a*) şi formele de undă (*b*).

Între două treceri prin zero, C_3^e este încărcat de generatorul de curent I_{G1}. Valoarea lui I_{G1} este fixată de R_5^e prin relaţia :

$$I_{G1} = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{R_5^e}. \qquad (8.29)$$

Cu valoarea uzuală $R_5^e = 100$ kΩ rezultă $I_{G1} \approx 80$ μA.

La terminalul *1* se obţine o tensiune liniar variabilă în timp :

$$v_1 = \frac{1}{C_3^e} I_{G1} t. \qquad (8.29)$$

În figura 8.39.*a* este prezentată schema electrică a generatorului de rampă declanșat. Singura componentă externă necesară este capacitorul C_3^e (terminalul *1*). „Comutatorul" *K* este acționat de detectorul de tensiune nulă și declanșează descărcarea condensatorului C_3^e prin Q_{13} la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea.

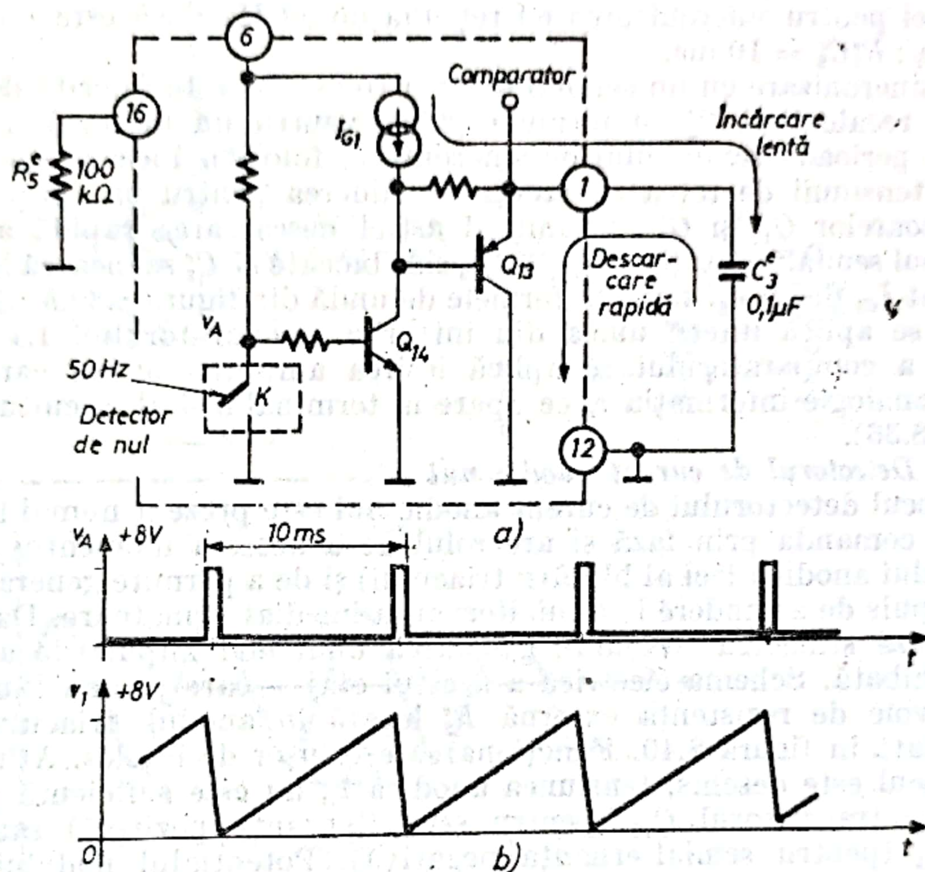


Fig. 8.39. Schema electrică a generatorului rampei sincronizate de tensiunea de rețea de c.a. (*a*) și formele de undă (*b*).

Între două treceri prin zero, C_3^e este încărcat de generatorul de curent I_{G1}. Valoarea lui I_{G1} este fixată de R_5^e prin relația:

$$I_{G1} = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{R_5^e}. \tag{8.29}$$

Cu valoarea uzuală $R_5^e = 100$ kΩ rezultă $I_{G1} \approx 80$ μA.

La terminalul *1* se obține o tensiune liniar variabilă în timp:

$$v_1 = \frac{1}{C_3^e} I_{G1} t. \tag{8.29}$$

Amplitudinea acestei rampe trebuie să fie aproximativ egală cu valoarea tensiunii stabilizate V_{stab}. Rezultă, pentru o durată de încărcare $\Delta t = 10$ ms,

$$C_3^e = \frac{I_{G1}\Delta t}{V_{1max}} = \frac{V_{stab} - V_{BE}}{R_5^e} \cdot \frac{\Delta t}{V_{stab} - 2V_{BE}} \approx \frac{\Delta t}{R_5^e}. \qquad (8.30)$$

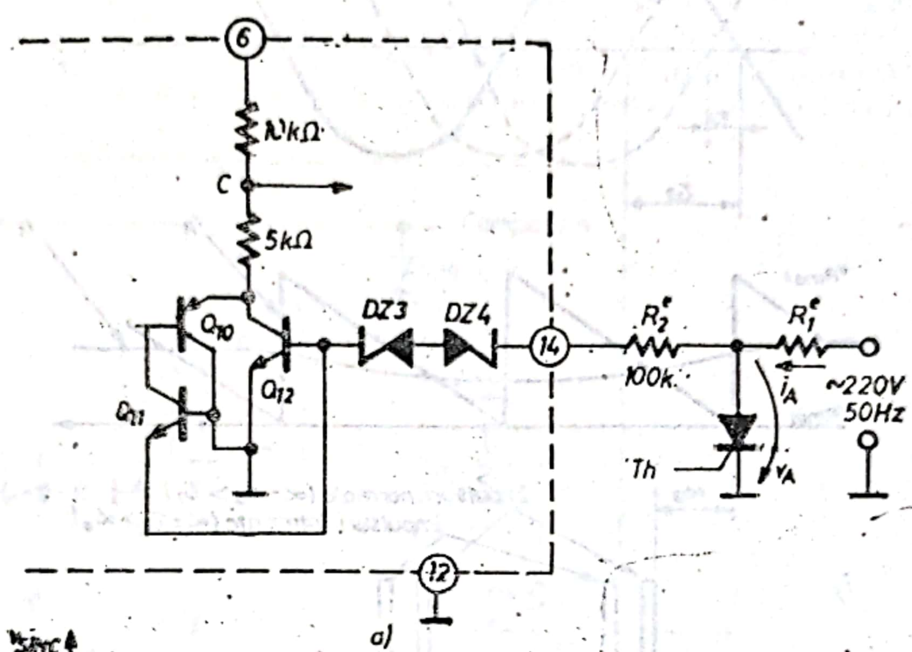
Aceste două componente externe R_5^e şi C_3^e asigură funcţionarea corectă a rampei pentru sincronizarea cu reţeaua de 50 Hz dacă este îndeplinită condiţia : $R_5^e C_3^e = 10$ ms.

O sincronizare cu un semnal a cărui frecvenţă este diferită de 50 Hz, se face recalculînd C_3^e cu formula (8.30) pentru un interval $\Delta t = T/2$ (T este perioada semnalului de sincronizare folosit). Fiecare trecere prin zero a tensiunii de reţea comandă deschiderea pentru un timp scurt a tranzistoarelor Q_{11} şi Q_{13}, permiţînd astfel descărcarea rapidă a lui C_3^e. În timpul semialternanţelor, Q_{11} şi Q_{13} sînt blocate şi C_3^e se încarcă la curent constant I_{G1} de la V_6. Rezultă formele de undă din figura 8.39.*b*. Semnalul rampă se aplică intern uneia din intrările comparatorului. La cealaltă intrare a comparatorului se aplică ieşirea amplificatorului care prelucrează analogic informaţia v_s ce apare la terminalul *3* al circuitului (vezi figura 8.36).

● *Detectorul de curent anodic nul*

Blocul detectorului de curent anodic nul este prezent numai la circuitele de comandă prin fază şi are rolul de a detecta momentul anulării curentului anodic (deci al blocării triacului) şi de a permite generarea unui nou impuls de aprindere la semialternanţa imediat următoare. Dacă nu se detectează stingerea triacului, generarea unui nou impuls de aprindere este inhibată. Schema electrică a acestui etaj — care pentru funcţionare are nevoie de rezistenţa externă R_2^e legată în anodul triacului — este prezentată în figura 8.40. Funcţionarea este uşor de înţeles. Atîta vreme cît triacul este deschis, tensiunea anodică v_A nu este suficientă pentru a deschide tranzistorul Q_{12} (pentru semialternanţa pozitivă) sau grupul Q_{10}, Q_{11} (pentru semialternanţa negativă). Potenţialul nodului C este fixat la valoarea de +8 V (terminalul *6*). În momentul cînd tensiunea v_A creşte peste valoarea de aproximativ 9 V sau scade sub −9 V, se deschide Q_{12}, respectiv Q_{10}, Q_{11} şi potenţialul din nodul C scade. Acest impuls din C validează generarea impulsului de aprindere dacă sînt îndeplinite condiţiile necesare de unghi de aprindere (vezi „Blocul logic de declanşare").

Este important de subliniat faptul că funcţionarea detectorului de curent nul este complet independentă de funcţionarea detectorului de tensiune nulă. Oricare ar fi întîrzierea în blocarea triacului faţă de momentul trecerii prin zero a tensiunii de reţea, detectorul de tensiune nulă rămîne sincron cu reţeaua de c.a. Aceasta înseamnă că unghiul de aprindere continuă să fie măsurat („cronometrat") în raport cu anularea tensiunii de reţea. Ce se întîmplă dacă întîrzierea blocării triacului este mai mare decît unghiul de aprindere? În figura 8.40.*b* sînt desenate formele de undă corespunzătoare acestei situaţii. Se observă că unghiul de aprindere α este mai mic decît unghiul τ corespunzător întîrzierii blocării triacului. Generarea impulsului nu se mai petrece la momentul de timp corespunzător unghiului de aprindere propus, ci la un moment de timp ulterior, corespunzător unghiului de blocare a triacului. Această funcţionare permite recuperarea parţială a puterii în sarcină corespunzătoare semialternanţei pentru care este satisfăcută condiţia. În figura 8.40.*c*



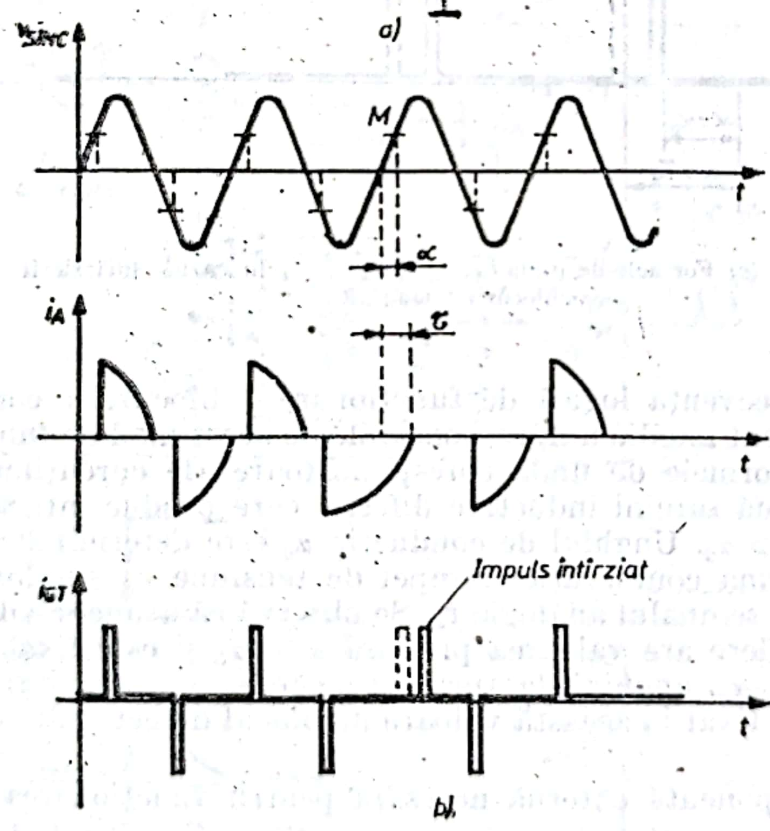


Fig. 8.40 (*a*), Schema electrică a detectorului de curent anodic nul *b*) Formele de undă ale curentului anodic i_A și curentului de aprindere i_{GT} în cazul întîrzierii blocării triacului.

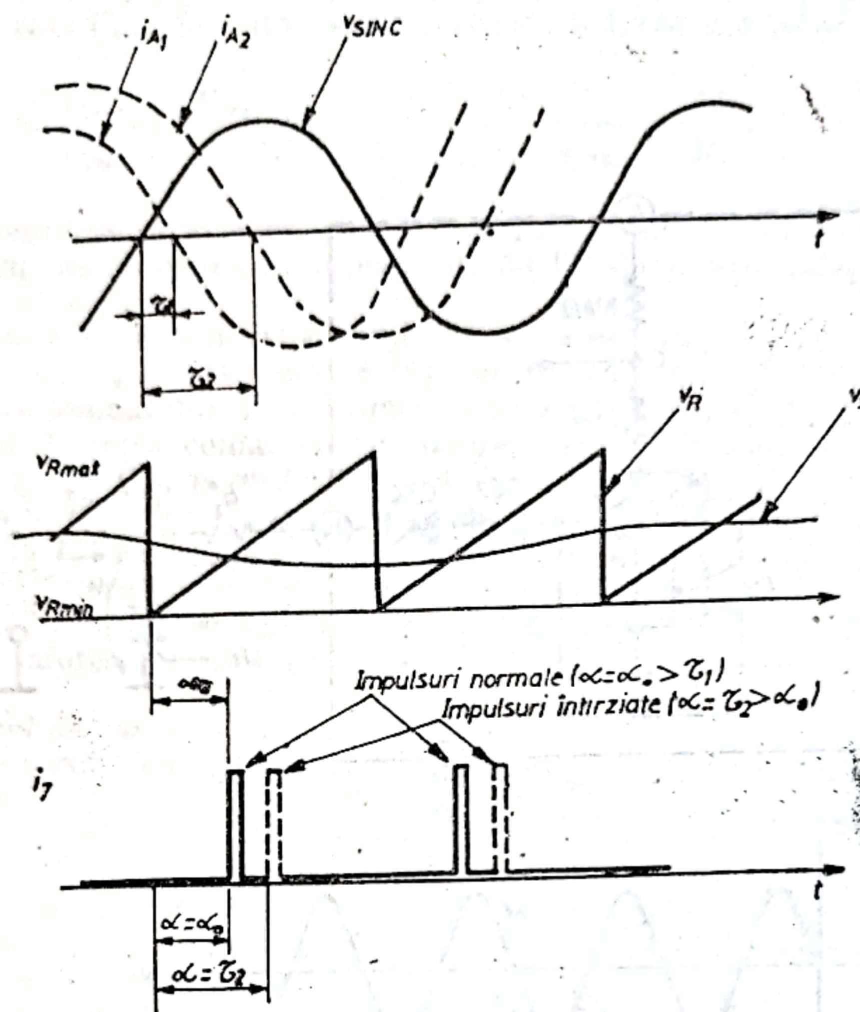


Fig. 8.40. (c) Formele de undă i_A, i_{GT}, v_R și v_s în cazul întîrzierii blocării triacului.

este prezentată secvența logică de funcționare a blocurilor comparator și detector de curent anodic nul, responsabile de acest mod de funcționare. Sînt prezentate formele de undă corespunzătoare ale curenților anodici i_{A1}, i_{A2} pentru două sarcini inductive diferite care produc întîrzieri diferite : $\tau_1 < \alpha_0$, $\tau_2 > \alpha_0$. Unghiul de conducție α_0 este determinat de etajul comparator în urma comparației rampei de tensiune v_R sincronizate de rețeaua de c.a. cu semnalul analogic v_s. Se observă că atunci cînd $\tau_1 < \alpha_0$, unghiul de aprindere are valoarea propusă $\alpha = \alpha_0$ și este fixat de comparator. Cînd $\tau_2 > \alpha_0$, unghiul de aprindere este $\alpha = \tau_2$ (mai mare decît cel propus) și este fixat la această valoare de blocul detectorului de curent anodic nul.

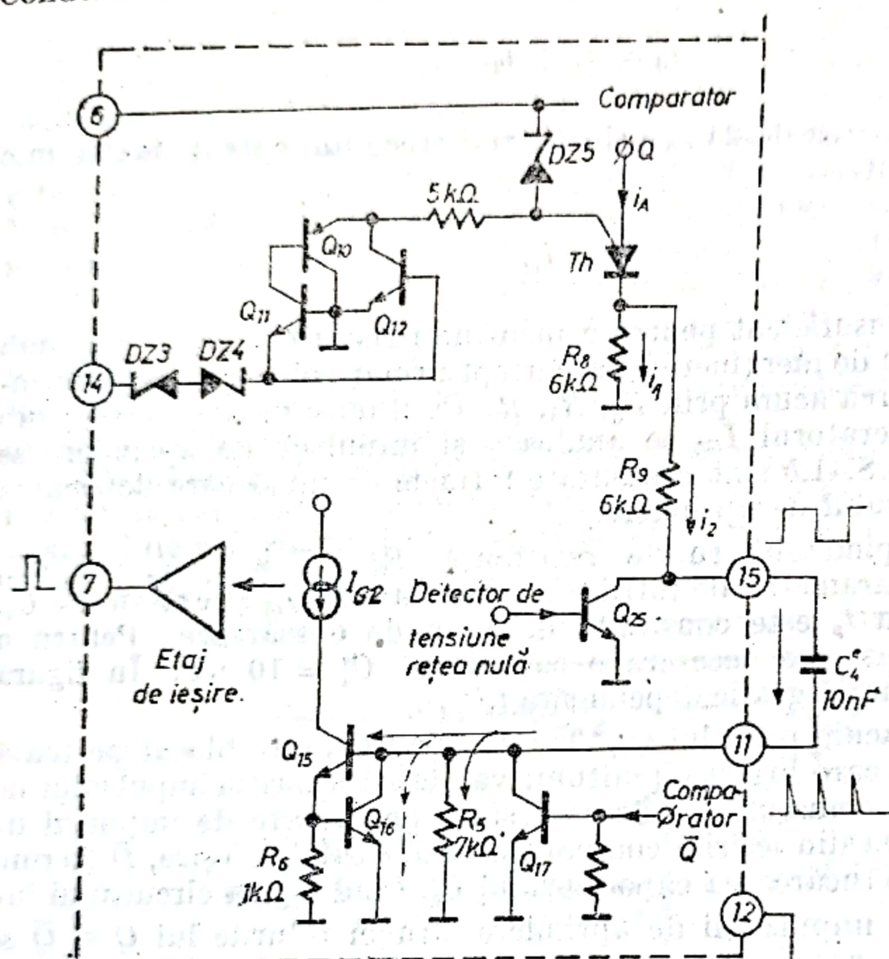
Singura componentă externă necesară pentru funcționarea etajului, R_2^e nu are o valoare critică. Ea asigură curenții necesari deschiderii tranzistoarelor Q_{11}, Q_{12}. Deoarece, în cazul blocării triacului, în anodul acestuia apare tensiunea rețelei de c.a., R_2^e trebuie să aibă o valoare mare (zeci-sute de kΩ). Circuitul funcționează corect pentru valori :

$$R_2^e = 100\ \text{k}\Omega \ldots 810\ \text{k}\Omega.$$

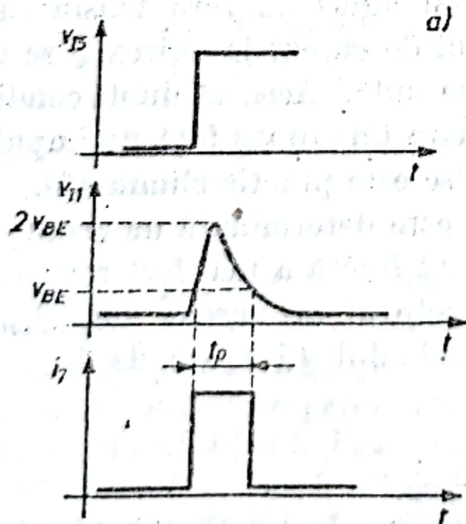
• *Blocul logic de declanşare („chopper")*

Blocul chopper al circuitului $\beta L120$ este responsabil de asigurarea duratei impulsului de aprindere generat. Schema acestui bloc este prezentată în figura 8.41.*a*.

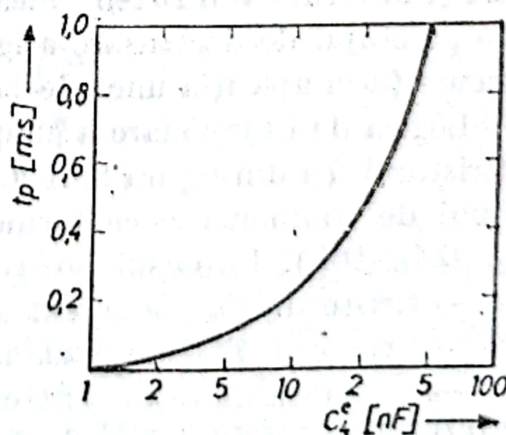
Atunci cînd condiţionările logice interne permit, la terminalul *15* al circuitului aflat pînă atunci la tensiunea zero apare un impuls pozitiv de tensiune. Acesta este momentul declanşării impulsului de aprindere. Condensatorul extern C_4^e se încarcă prin rezistenţa R_5 de la terminalul *15*.



a)



b)



c)

Fig. 8.41. Schema electrică a blocului chopper (*a*), formele de undă specifice funcţionării chopperului (*b*) şi dependenţa duratei impulsului t_p în funcţie de capacitatea C_4^e (*c*).

În momentul în care tensiunea v_{11} atinge o valoare egală cu V_{BE} tranzistorul Q_{15} se deschide (vezi figura 8.41. *a*, *b*) și generatorul de curent I_{G2} comandă etajul de ieșire care furnizează curentul de aprindere i_7. Tensiunea v_{11} crește pînă la valoarea $2V_{BE}$ fixată de grupul Q_{15}, Q_{16}. În tot acest interval de timp, C_4^e se încarcă cu un curent i_2, care este o parte din curentul anodic i_A al tiristorului *Th*. Cealaltă parte a curentului anodic, i_2 este deviată la masă prin rezistorul R_8. Tot timpul încărcării lui C_4^e este valabilă relația:

$$i_A = i_1 + i_2.$$

Cînd v_{11} atinge valoarea de $2V_{BE}$ prin C_4^e mai trece un curent foarte mic ($i_2 \approx 0$), astfel încît

$$i_A \approx i_1.$$

Acest curent este insuficient pentru a menține tiristorul deschis (este sub valoarea curentului de menținere) și are drept urmare blocarea sa. Condensatorul C_4^e se descarcă acum prin R_5, R_8, R_9. Cînd tensiunea v_{11} scade sub valoarea V_{BE}, generatorul I_{G2} se anulează și impulsul de aprindere se termină. În figura 8.41.*b* sînt prezentate formele de undă care determină durata t_p a impulsului de aprindere.

Durata t_p depinde intern de rezistența $R_5 = 7$ kΩ, $R_8 = 6$ kΩ, $R_9 = 6$ kΩ și de parametrii de intrare în tranzistorul Q_{15} și extern de C_4^e. Importantă pentru t_p este constanta de timp de descărcare. Pentru o valoare $t_p = 200$ μs este necesară o capacitate $C_4^e = 10$ nF. În figura 8.41.*c* este reprezentată grafic dependența $t_p(C_4^e)$.

Să precizăm acum rolul lui Q_{17}. Tranzistorul Q_{17} este blocat pe toată durata de timp în care logica circuitului validează apariția impulsului de aprindere. El este comandat în această stare de blocare de impulsul de curent Q, de la una din ieșirile comparatorului. Cealaltă ieșire, $\overline{Q}$ (terminalul *15*) comandă încărcarea capacitorului C_4^e. Cînd logica circuitului nu permite generarea impulsului de aprindere, atunci rolurile lui Q și $\overline{Q}$ se inversează: Q deschide tranzistorul Q_{17} și aduce la zero tensiunea v_{11} (blocînd ferm și tranzistorul Q_{15}). Impulsul de curent la ieșirea $\overline{Q}$ se anulează și la terminalul *15* tensiunea redevine nulă. Această dublă condiționare pe etajul de declanșare asigură o mare imunitate față de impulsuri parazite (deci apariția unor declanșări false este practic eliminată).

Logica de funcționare a chopperului este determinată de grupul DZ_5 și tiristorul *Th* din figura 8.41.*a*. În această figură a mai fost reprezentat grupul de componente ce formează detectorul de curent nul (Q_{10}, Q_{11}, Q_{12}, DZ_3, DZ_4). Impulsul pozitiv în terminalul *15* apare dacă:

— tiristorul *Th* are curent anodic;

— tiristorul *Th* este anclanșat;

— tensiunea de rețea nu trece prin zero.

Se observă din figura 8.41.*a* că aceste trei condiții sînt echivalente cu:

— existența unui curent disponibil la ieșirea comparatorului (în urma prelucrării analogice a informației din sarcina de putere);

— curentul anodic al triacului din circuitul de sarcină s-a anulat (ceea ce conduce la un salt de tensiune pozitivă sau negativă în terminalul *14*) și deci dioda DZ_5 este alimentată în curent provocînd aprinderea triacului *Th*;

— tensiunea de rețea nu trece prin zero.

Impulsul de aprindere apare numai în momentul în care toate aceste condiții sînt îndeplinite.

● *Amplificatorul operațional*

Etajul de amplificare al semnalului analogic v_s ce apare la terminalul *3* și care poartă informația privind unghiul de aprindere α este un etaj diferențial cu sarcini active, compensat intern, avînd ca intrare neinversoare terminalul *3* și ca intrare inversoare terminalul *2* (vezi figura 8.36).

Acest etaj de amplificare este alimentat asimetric. Tensiunea pozitivă este furnizată de stabilizatorul intern de +8 V al circuitului (terminalul *6*). Linia de alimentare cu tensiune negativă, comună cu a comparatorului, nu este polarizată intern. Ea este accesibilă la terminalul *13* al circuitului și funcționarea ambelor blocuri de prelucrare analogică a semnalului (comparatorul și amplificatorul operațional) reclamă conectarea externă a terminalului *13* la terminalul *12* (masa de forță a circuitului). Această soluție impune o grijă deosebită în proiectarea cablajului care trebuie să evite închiderea unor bucle de masă.

Etajul amplificator este complet accesibil din exterior. În plus, intrările lui nu sînt conectate intern permițind o mare flexibilitate în alegerea modului de polarizare și al reacției negative folosite. Parametrii intrinseci acestui etaj sînt indicați în *Tabelul 8.2* (pag. 173).

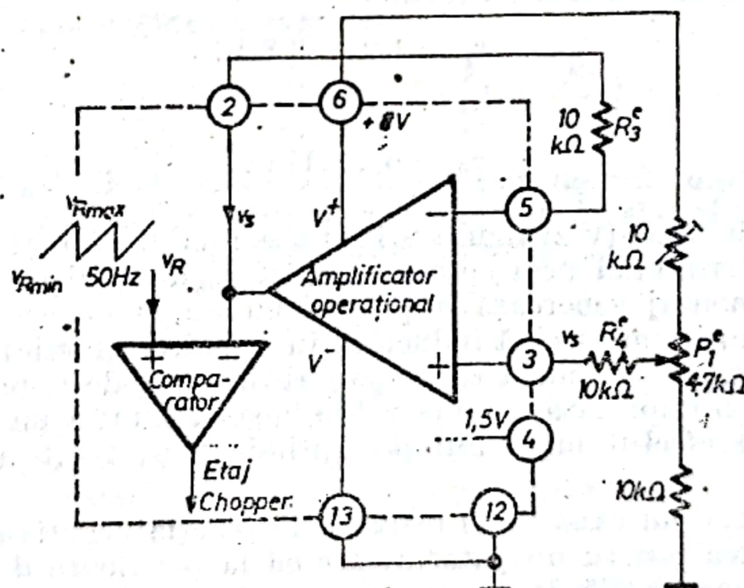


Fig. 8.42. Conectarea amplificatorului operațional din circuitul βL 120 ca repetor.

În figura 8.42 este reprezentat modul de conectare al amplificatorului în montaj de repetor. La ieșirea *2* se repetă semnalul v_s obținut cu potențiometrul P_1^e din V_{stab} (terminalul *6*). Această tensiune v_s se aplică la intrarea inversoare a comparatorului. La intrarea neinversoare a comparatorului se aplică semnalul rampă de tensiune v_R. Condiția $v_s > v_R$ validează generarea impulsului de aprindere. Această condiție nu este

însă suficientă. Mai sînt și alte condiționări logice necesare pentru producerea acestui impuls (vezi blocul „Detectorul de curent anodic nul").

Din figura 8.40.c, în care sînt reprezentate semnalele v_R și v_s, rezultă modul în care se fixează valoarea unghiului de aprindere φ_0. Intervalul de timp corespunzător acestui unghi φ_0 se măsoară începînd cu momentul trecerii prin zero a tensiunii de rețea de c.a. și sfîrșind cu momentul coincidenței lui v_s cu v_R. Pentru valori mici ale lui v_s rezultă φ_0 mic, iar pentru valori mari ale lui v_s rezultă un unghi de conducție φ_0 mare. Singura condiție necesară pentru funcționare este ca tensiunea v_s obținută din divizorul P_1^c să fie cuprinsă între valorile $v_{R\,min}$ și $v_{R\,max}$ ale rampei de tensiune. Altfel comparația semnalelor v_s și v_R nu poate avea loc, ceea ce duce la $\varphi = 0°$ sau $\varphi = 180°$.

Rezistențele R_3^c, P_1^c, R_4^c, R_5^c, R_6^c trebuie să asigure această condiție. Este ușor de găsit relația dintre v_s și un anumit unghi de aprindere, φ_0:

$$v_s = v_{R\,min} + \frac{\varphi_0}{180}(v_{R\,max} - v_{R\,min}) \tag{8.31}$$

valorile $v_{R\,min}$ (1 V) și $v_{R\,max}$ (7 V), caracteristice rampei de tensiune sînt fixate intern constituind specificații de catalog (vezi *Tabelul 8.2*).

Circuitul βL 120 oferă la terminalul *4* o tensiune de referință stabilizată de 1,5 V care poate fi folosită cu condiția ca din terminalul *4* să nu fie *absorbit* un curent mai mare de 10 μA.

Curenții de polarizare ai intrărilor amplificatorului (de ordinul microamperilor) necesită pentru rezistențele R_5^c și R_3^c valori de ordinul a zeci de kΩ. Cu valorile din schemă rezultă :

$$v_s = 1{,}2\ldots 6{,}8\ \text{V},$$

adică

$$\varphi_0 = 6°\ldots 174°.$$

Trebuie observat (vezi figura 8.42) că semnalul v_s fixat de p_1^c la terminalul *2*, determinînd prin comparația cu v_R unghiul de conducție φ_0 dorit. Acest montaj generează impulsuri cu unghi de aprindere φ_0 fix (admitem că nu avem sarcină inductivă în circuitul anodic) indiferent de ceea ce se întîmplă din punct de vedere al disipării de putere în sarcină. Nu există nici o informație (termică, luminoasă, turația unui motor etc.) care să indice efectul unghiului de aprindere φ_0 fixat asupra puterii în sarcină.

În concluzie, nu există nici o buclă de reacție negativă care să permită stabilizarea puterii disipate în sarcină la o valoare dorită de utilizator. O asemenea buclă de reacție trebuie să conțină un element senzor care în funcție de puterea disipată în sarcină să aplice la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional (terminalul *3*) o tensiune v_s variabilă. Această tensiune variabilă, în jurul unei valori propuse V_S provoacă variația unghiului φ în jurul valorii φ_0 permițînd astfel stabilizarea puterii în sarcină. Un astfel de montaj este prezentat în continuare.

În figura 8.43 este prezentată schema de conectare a amplificatorului operațional în montaj de amplificator neinversor pentru stabilizarea puterii în sarcină. Tensiunea v_s' din terminalul *3* este furnizată de un tra-

ductor al puterii din sarcină. (În exemplul dat rezistența R_7^e este un termistor de tip *NTC*). În terminalul *5* se aplică acum o tensiune fixă V_s corespunzătoare unghiului de aprindere φ_0 dorit.

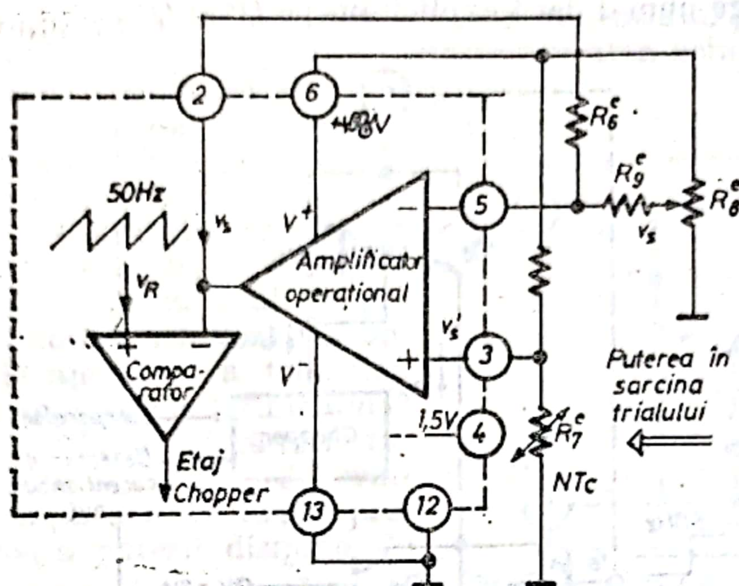


Fig. 8.43. Conectarea amplificatorului operațional [illegible] cuitul ca βL 120 amplificator neinversor.

Rezistențele R_6^e și R_9^e determină valoarea amplificării iar R_8^e valoarea V_S corespunzătoare unghiului de aprindere φ_0 dorit. Tensiunea V_s (la terminalul *2*) se obține cu expresia

$$v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_s' + V_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \tag{8.32}$$

Modul de acțiune al buclei de stabilizare este ușor de înțeles. O scădere a puterii disipate în sarcină produce creșterea lui R_7^e și deci a lui v_s', ceea ce duce la scăderea lui v_s (vezi relația 8.32) deci la creșterea unghiului de conducție și în final la creșterea puterii disipate.

- ***Etajul de ieșire***

Etajul de ieșire al circuitului βL 120 este format din două blocuri identice care funcționează în contratimp (cîte unul pentru fiecare semialternanță). Schema simplificată a acestui etaj, cuprinzînd logica de funcționare este prezentată în figura 8.44. Dacă detectorul de curent anodic nul și comparatorul validează generarea impulsului de aprindere, etajul chopper forțează curentul I_0 prin Q_{19}. Acest curent copiat de Q_{18} alimentează etajul diferențial format de Q_{20}, Q_{21}. Potențialul bazei lui Q_{21}, V_0, este fix iar al bazei lui Q_{20}, V_B este variabil, sincron cu semnalul de sincronizare, în jurul valorii $V_0 = 7$ V.

Pentru semialternanța pozitivă a tensiunii de sincronizare v_B scade sub V_0 și deci Q_{20} este deschis și Q_{21} blocat. Curentul I_0 este deviat integral spre baza lui Q_{22} care se deschide și furnizează la terminalul *7* curentul pozitiv de aprindere ($i_7 = I^+$). Se observă că acest curent datorită modului de conectare al lui Q^+) este preluat din terminalul *8* care se află la tensiunea prestabilizată de +12 V. Pentru semialternanța negativă a tensiunii de sincronizare v_B crește peste V_0, și se deschid Q_{21} și Q^-. Din termi-

nalul 7 circuitul absoarbe curentul $i_7 = I^-$ (linia punctată în figura 8.44) pe care-l trimite în terminalul 10 aflat la tensiunea prestabilită de —12 V.

În acest fel pulsurile mari de curent I^+, I^- (de 80 mA) nu afectează tensiunea stabilizată din terminalul 6. Protecţia la scurtcircuit pe ieşire se poate înţelege numai dacă explicităm pe Q^+ şi Q^-.

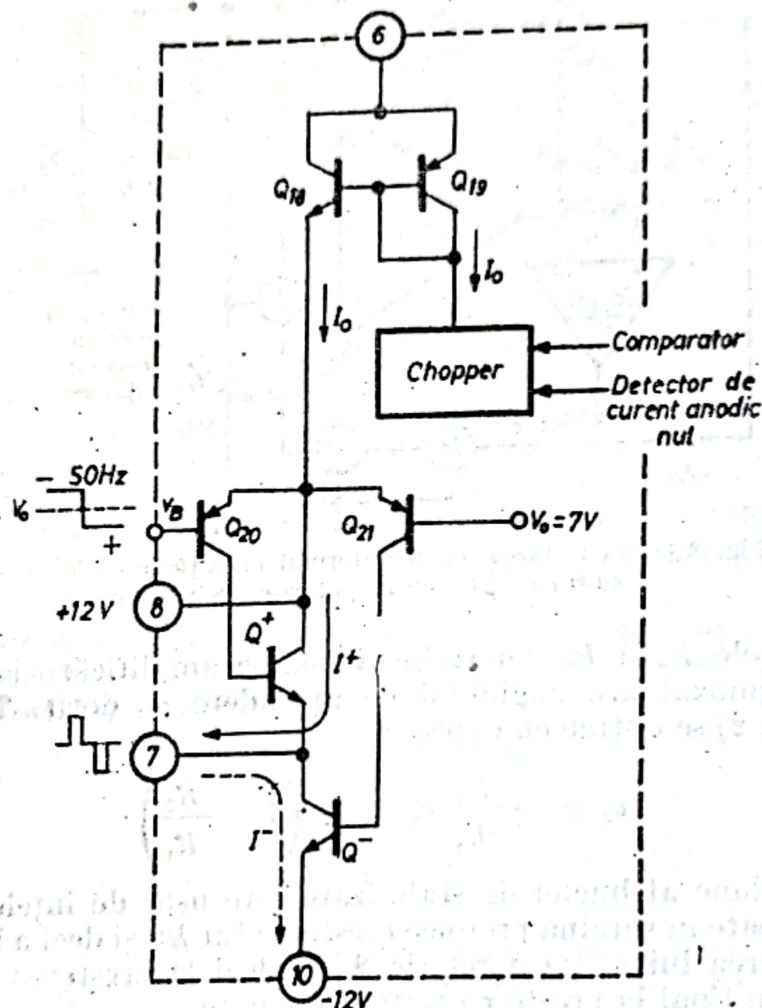


Fig. 8.44. Blocul logic al etajului de ieşire din circuitul βL 120.

În figura 8.45 este prezentată schema electrică completă a lui Q^+ (sau Q^-). Cînd curentul I^+ depăşeşte valoarea fixată, căderea de tensiune pe R_7 deschide pe Q_{22} care preia curentul de bază al grupului Darlington Q_{25}, Q_{24}. În acest fel, niciodată curentul I^+ (I^-) nu poate depăşi valoarea fixată intern

$$I^{+-}_{max} = \frac{V_{BE}}{R_7}. \tag{8.33}$$

Parametri. Performanţele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului βL 120 sînt sintetizate în *Tabelul 8.2.*

Depăşirea valorilor limită absolută produce în mod obişnuit defectarea catastrofală, ireversibilă a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieşirea sa din parametrii de catalog.

Schema de aplicaţie tipică

În figura 8.46 este prezentată o schemă de aplicaţie tipică a circuitului β*L* 120. Este vorba de stabilizarea turaţiei unui motor de c.a.

Turaţia este tradusă de tachogenerator şi grupul de redresare într-o tensiune continuă care este preluată prin intermediul potenţiometrului *P* şi aplicată la terminalul *3* al circuitului (intrarea neinversoare a amplificatorului operaţional). Această tensiune este comparată cu o tensiune de referinţă aplicată în terminalul *5* (intrarea inversoare) prin intermediul unui divizor rezistiv de la tensiunea stabilizată de +8 V (terminalul *6*). Rezultatul comparării se traduce prin variaţia unghiului de aprindere a triacului. Impulsul ce apare la terminalul *7* satisface o relaţie liniară între turaţia motorului şi unghiul deaprindere. Variaţia acestui unghi produce variaţia puterii disipate de motorul de c.a. (care joacă rolul sarcinii de putere) şi deci a turaţiei. Stabilizarea turaţiei este asigurată de bucla de reacţie de mai sus, conform celor prezentate la descrierea amplificatorului operaţional.

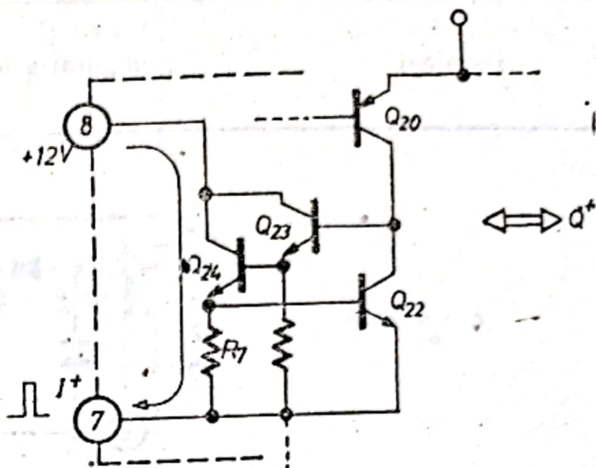


Fig. 8.45. Schema de principiu a etajului limitator de curent din circuitul β*L* 120.

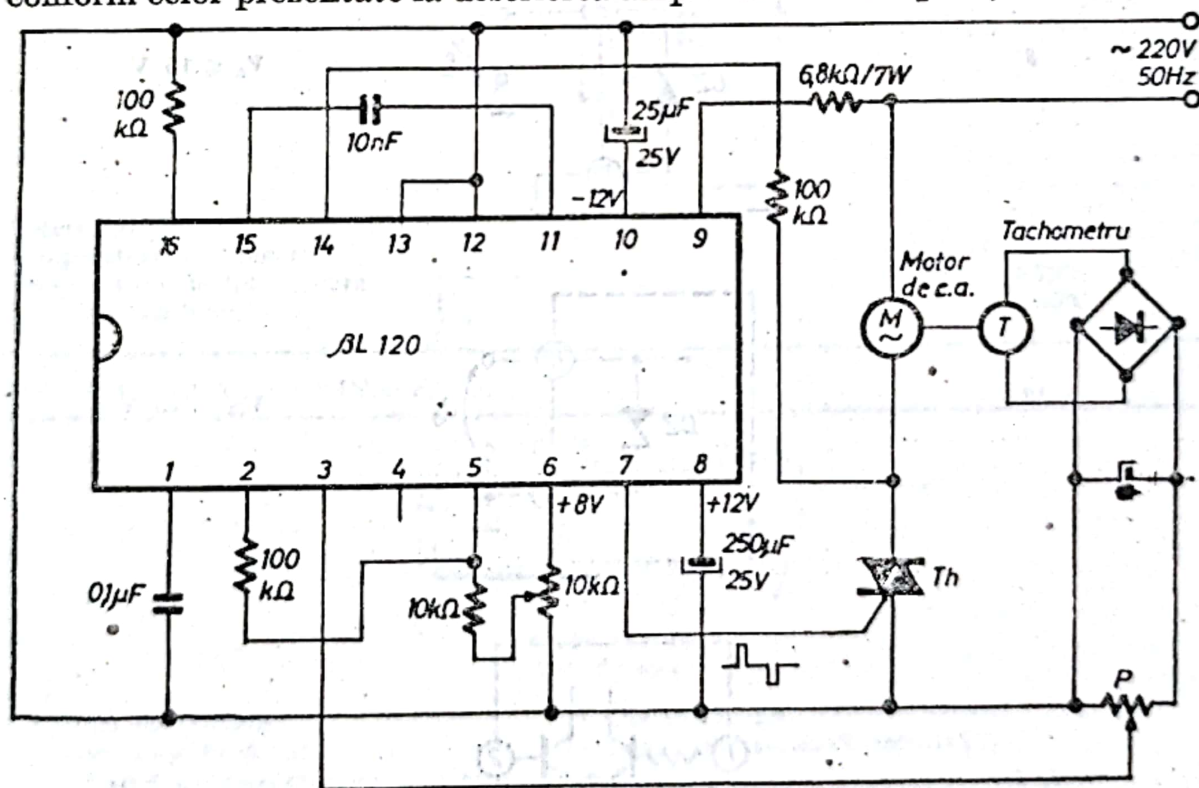


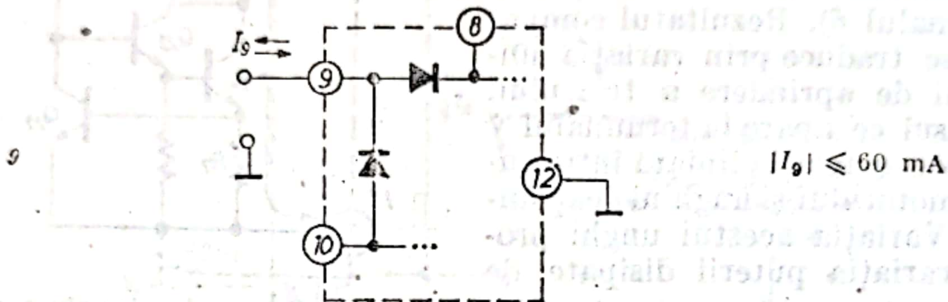
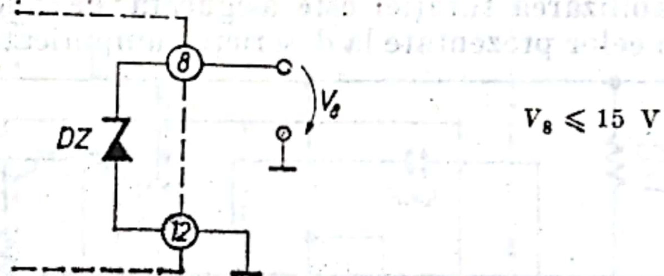
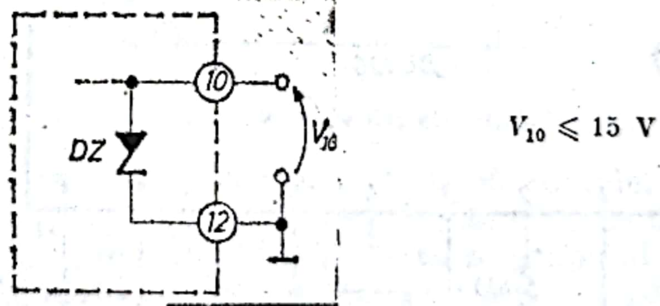
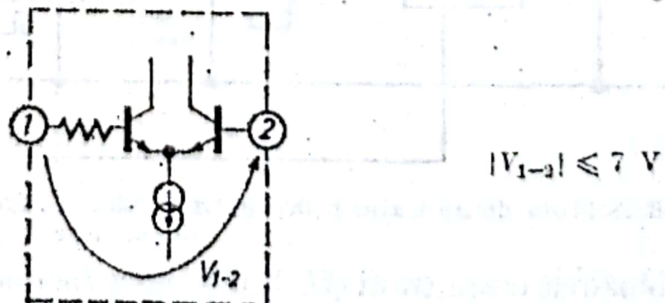
Fig. 8.46. Schema de aplicaţie tipică a circuitului β*L* 120 pentru stabilizarea turaţiei unui motor de c.a.

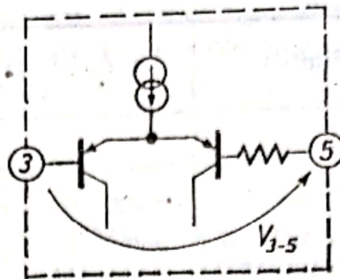
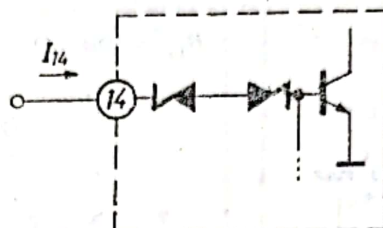
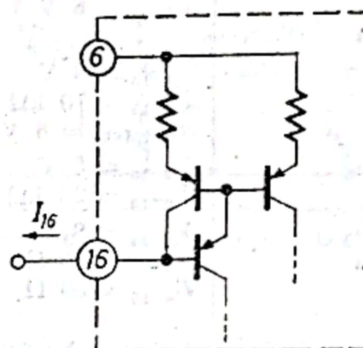
Folosirea circuitului β*L* 120 pentru *comanda unui tiristor* este perfect posibilă. În acest caz nu mai este nevoie de generarea unui impuls de aprindere în cadranele I şi III ci numai în cadranul I.

βL 120

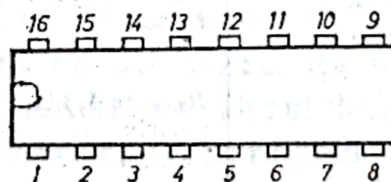
Circuit pentru comanda în fază a triacelor/tiristoarelor

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
9		$\lvert I_9 \rvert \leqslant 60$ mA
8		$V_8 \leqslant 15$ V
10		$V_{10} \leqslant 15$ V
1, 2		$\lvert V_{1-2} \rvert \leqslant 7$ V

3, 5		$\lvert V_{3-5} \rvert \leqslant 8$ V
14		$I_{14} \leqslant 5$ mA
16		$I_{16} \leqslant 1$ mA
Putere disipată		450 mW
Temperatura de stocare		−25°C . . . +125°C
Temperatura de funcţionare		−10°C . . . +70°C
Temperatura joncţiunii		+125°C

CONFIGURAŢIA TERMINALELOR



Capsula *MP* 116
Vedere de sus

1 Rampa de tensiune
2 Ieşirea amplificatorului
3 Intrarea neinversoare a amplificatorului
4 Tensiune de referinţă de 1,5 V
5 Intrarea inversoare a amplificatorului
6 Tensiunea stabilizată de +8 V
7 Ieşire
8 Tensiunea redresată pozitivă
9 Alimentare c.a.
10 Tensiunea redresată negativă
11 Chopper
12 Masa de forţă
13 Masa de semnal
14 Detector de curent anodic zero
15 Ieşirea blocului de logică
16 Generator de curent pentru rampă

CARACTERISTICI ELECTRICE (T_a = 25°C, vezi schema de aplicaţie din figura 8.46)

Parametrul	Simbol	Condiţii	Min.	Tipic	Max.	Unităţi
Tensiunea redresată pozitivă	V_{8-12}			12	15	V
Tensiunea redresată negativă	V_{10-12}			12	15	V
Pragul detectorului de tensiune nulă	V_{9-12}			±12		V
Pragul detectorului de curent anodic nul	V_{14-12}	R_{14} = 100 kΩ		±9	±10	V
Nivelul minim al rampei de tensiune	$V_{1-12\ min}$				1	V
Nivelul maxim al rampei de tensiune	$V_{1-12\ max}$		7			V
Nivelul tensiunii de triggerare a comparatorului	V_{1-2}	V_{6-13} = 8 V		70	100	mV
Domeniul tensiunilor de intrare în comparator	V_{1-13} V_{2-13}	V_{6-13} = 8 V	0		7	V
Cîştigul etajului de amplificare (cu bucla deschisă)	G_v	V_{6-13} = 8 V R_{2-13} = 10 kΩ $V_{2-13(cc)}$ = 6 V	60	70		dB
Domeniul tensiunilor la ieşirea amplificatorului	V_{2-13}	V_{6-13} = 8 V R_{2-13} = 20 kΩ	5,5			V
Tensiunea de decalaj la intrare	V_{3-13} V_{5-13}	V_{6-13} = 8 V R_{3-13} = 50 Ω R_{5-13} = 50 Ω		3	6	mV
Curentul de intrare în amplificator	I_{3-5}			0,1	1	μA
Tensiunea stabilizată	V_{6-13}		7,5	8	8,7	V
Curentul sursei stabilizate	I_6				3	mA
Stabilizarea faţă de sarcină	$\frac{\Delta V_{6-13}}{V_{6-13}}$	I_6 = 0...2 mA		0,5	1	%
Stabilizarea faţă de tensiunea de intrare	$\frac{\Delta V_{6-13}}{\Delta V_{8-13}}$	V_8 = 12...14 V I_6 = 0		46		dB
Tensiunea de referinţă	V_4			1,5		V
Amplitudinea pulsului de aprindere	V_{7-12}	R_{7-12} = 1 kΩ pozitiv negativ		 +5,5 −9,5		 V V
Curentul maxim la ieşire	I_7	R_{7-12} = 10 Ω	80			mA
Durata impulsului la ieşire	t_p	C_{11-15} = 10 nF R_{7-12} = 50 Ω		200		μs
Timpul de creştere al impulsului	t_r	C_{11-15} = 10 nF R_{7-12} = 50 Ω		200		ns

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistenţa termică joncţiune-ambiant	$R_{th\ j-a}$	175°C/W

Tensiunea prestabilizată negativă de —12 V (ce apare la terminalul *10*) nu mai este necesară. Terminalul *10* se poate lega la terminalul *12* (masa circuitului).

Sincronizarea circuitului nu se mai face direct de la rețeaua de c.a. ci prin intermediul unei punți de redresare bialternanță folosită și pentru alimentarea sarcinii de putere aflată în circuitul anodic al tiristorului.

Fig. 8.47. Schema de aplicație a circuitului β*L* 120 pentru comanda turației unui motor de c.c.

O astfel de aplicație, care evidențiază toate particularitățile de folosire a circuitului β*L* 120 enumerate mai sus, este reprezentată în figura 8.47. Este vorba de controlul turației unui motor *M* de curent continuu care se află în circuitul anodic al unui tiristor *T*. Se observă că atît sincronizarea circuitului (terminalul *9*) cît și alimentarea sarcinii de putere (motorul *M*) se face de la rețeaua de c.a. prin intermediul unei punți de redresare bialternanță. Impulsul de aprindere din terminalul *7* este un impuls de curent pozitiv, indiferent de semialternanța rețelei de c.a. Datorită punții externe de redresare bialternanță blocul de logică și etajul de ieșire (vezi prezentarea făcută anterior) interpretează toate semialternanțele tensiunii de rețea ca semialternanțe pozitive.

În consecință, impulsul de ieșire este furnizat numai de tranzistorul echivalent Q^{+} (vezi figura 8.44). El este deci un impuls pozitiv capabil să provoace aprinderea tiristorului pentru fiecare semialternanță a tensiunii de rețea. Impulsul de aprindere generat de circuitul β*L* 120 se aplică prin intermediul unui transformator de impulsuri (care nu este absolut necesar) pe poarta tiristorului. Restul schemei de aplicație (bucla de reacție turată — unghi de aprindere) funcționează ca în aplicația precedentă.

De reținut pentru utilizare (referitor la figura 8.36):

Deși rezistențele R_1^e, R_2^e nu sînt critice, sînt de preferat valorile:

$$R_1^e = 6{,}8\ \text{k}\Omega/7\ \text{W}\ ;\ R_2^e = 100\ \text{k}\Omega,$$

care asigură funcționarea optimă a detectoarelor de tensiune și curent nul și a blocului de alimentare.

Funcționarea corectă a rampei de tensiune (terminalul *1*) este asigurată de condițiile:

$$C_3^e R_5^e = 10\ \text{ms}\ ;\ R_5^e \leqslant 133\ \text{k}\Omega$$

pentru un semnal de sincronizare cu frecvența de 50 Hz.

Durata impulsului de aprindere este fixată de C_4^e în conformitate cu dependența $t_p(C_4^e)$ din figura 8.41.*c*.

Valorile rezistențelor R_3^e, R_4^e, P_1^e care formează bucla de reacție negativă pentru amplificatorul operațional trebuie să aibă valori de zeci de kΩ pentru a satisface condițiile de curent de intrare de polarizare (1 μA) a amplificatorului.

Folosirea în aplicații a tensiunii stabilizate de 8 V din terminalul *6* nu se poate face decît pentru montaje care necesită curent de alimentare maxim de 3 mA.

Folosirea tensiunii de referință de 1,5 V din terminalul *4* nu trebuie făcută decît în cazul montajelor care necesită curent maxim de 5 μA (intrări de amplificator operațional, comparator, etc.).

În aplicațiile în care semnalul v_s este de nivel mare, se poate renunța în principiu la folosirea amplificatorului, semnalul v_s aplicîndu-se direct la terminalul *2* (intrarea inversoare a comparatorului).

Funcționarea circuitului βL 120 nu este posibilă decît prin conectarea terminalului *13*, prin cablaj (evitînd închiderea unei bucle de masă) la terminalul *12*.

8.4.4. βL 121 — circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor [15]

Prezentarea circuitului

Circuitul βL 121 este un circuit de comandă prin zero a aprinderii triacelor. Face parte din categoria celor cu referință variabilă (*proportional drive*).

Circuitul generează impulsuri de aprindere, in cadranele I și III, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea de c.a.

Caracteristici generale

- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Diodele de redresare dublă alternanță sînt integrate în cip;
- Se generează impulsuri de curent de ±80 mA;
- Ieșirea este protejată la scurtcircuit;
- Pe cip este realizat un stabilizator de tensiune de ±8 V/3 mA disponibil pentru utilizator;
- Are imunitate la zgomot;
- Necesită puține componente externe;
- Funcționează atît în modul de lucru cu referință fixă (*two points drive*), cît și în modul de lucru cu referință variabilă (*proportional drive*);
- Circuitul oferă posibilități largi de prelucrare analogică a semnalu'ui ce reprezintă informația de putere din sarcina triacului, datorită unui amplificator operațional integrat pe același cip.

Destinație

Circuitul βL 121 este un circuit de comandă prin zero a aprinderii triacelor, care posedă toate funcțiile unui circuit evoluat din această clasă.

Se poate folosi în aplicații oricît de pretențioase de control prin zero a aprinderii triacelor. Acest lucru este valabil atît pentru prelucrarea analogică cît și pentru funcționarea logicii de comandă a generării impulsului de aprindere.

Generarea impulsurilor de aprindere în cadranele I și III reprezintă de asemeni, un avantaj care relaxează condițiile de alegere a triacului pentru o anumită aplicație.

Schema bloc

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 8.48.

În comparație cu schema bloc a circuitului βL 120 (vezi figura 8.36) se observă absența detectorului de curent anodic nul (care nu mai este necesar pentru modul de comandă pe care-l discutăm) și transformarea generatorului de rampă sincronizat cu 50 Hz (în cazul circuitului βL 120) într-un generator de rampă cu o perioadă fixată extern, în funcție de utilizare, de 1...10 s.

Toate celelalte blocuri funcționale sînt identice cu cele ale circuitului βL 120. Aceasta face ca majoritatea caracteristicilor electrice ale circuitului βL 120 să le regăsim și la circuitul βL 121. Vom prezenta doar blo-

curile de interfaţare cu utilizatorul care deosebesc circuitul βL 121 de βL 120. Prezentarea celorlalte blocuri poate fi regăsită în § 8.4.3.

Blocurile electrice componente, de interfaţare cu utilizatorul

- *Blocul de alimentare*

Acest bloc este identic cu cel al circuitului βL 120. Problemele de interfaţare cu utilizatorul au fost deja prezentate în § 8.4.3.

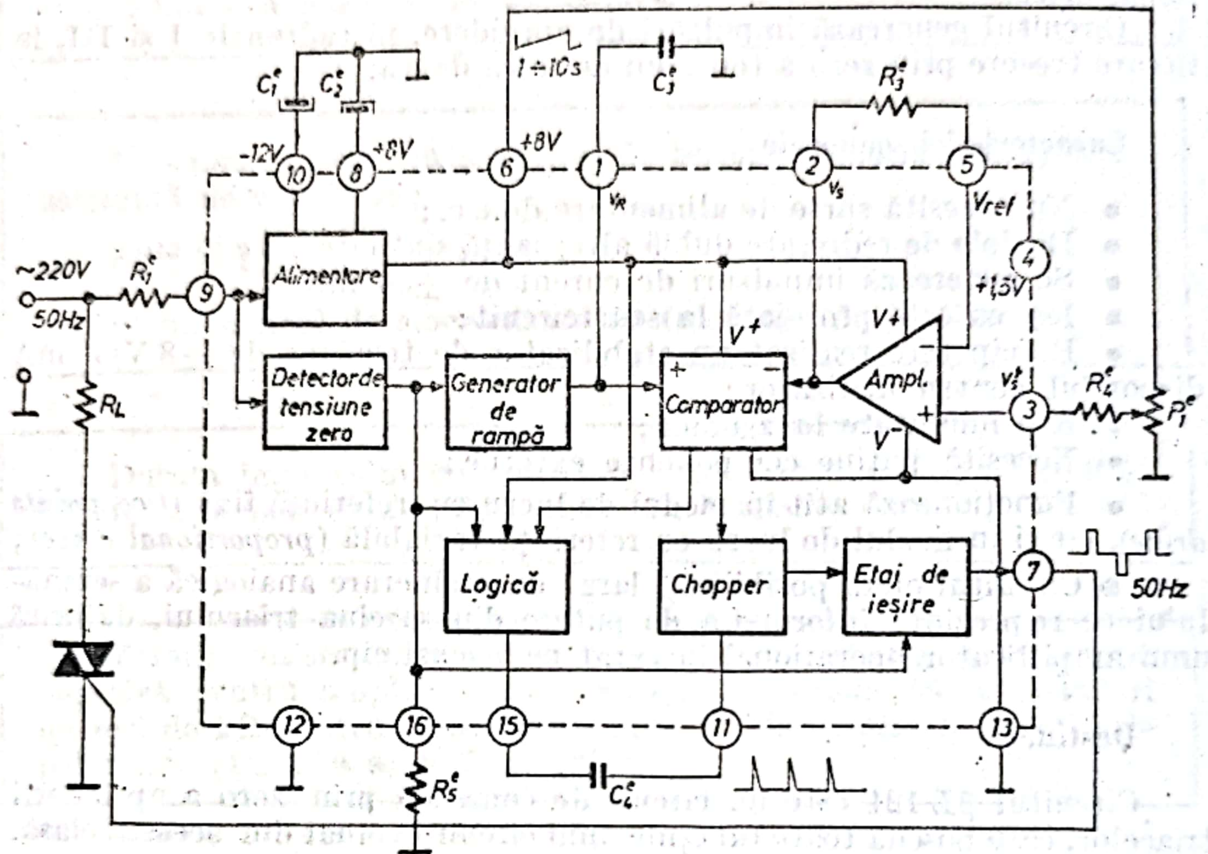


Fig. 8.48. Schema bloc a circuitului βL 121.

- *Detectorul de tensiune zero*

Este identic cu al circuitului βL 120.

- *Rampa de tensiune*

Semnalul rampei de tensiune, caracteristic oricărui circuit de comandă prin zero cu referinţă variabilă, este un semnal electric periodic cu o perioadă de 1...10 s, determinată de utilizator. Excursia de tensiune a semnalului rampă este fixată intern.

Acest semnal, notat cu v_R în figura 8.25 se aplică la una din intrările etajului comparator. La cealaltă intrare se aplică semnalul v_s (semnalul analogic amplificat — vezi figurile 8.25 şi 8.48). Pe intervalul de timp în care v_s este mai mare decît v_R se validează generarea impulsului de aprindere (pozitiv sau negativ) la fiecare trecere prin zero a tensiunii de reţea de c.a.

În figura 8.49 este prezentată schema electrică a acestui etaj.

Componentele externe responsabile de funcţionarea etajului sînt R_3^e şi C_3^e. Generatorul de curent I_{G1} este de rezistenţa externă R_3^e prin inter-

mediul oglinzii de curent Q_4, Q_5. Valoarea lui satisface relaţia :

$$I_{G1} = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{R_5^e}. \tag{8.34}$$

La terminalul *1*, unde este conectat capacitorul C_3^e ia naştere semnalul rampă de tensiune crescătoare ce apare astfel. În intervalul de timp în care Q_2 este blocat (deci şi Q_3 este blocat), I_{G1} încarcă la curent constant capacitorul C_3^e, la bornele căruia apare tensiunea :

$$v_1 = \frac{I_{G1}}{C_3^e} t$$

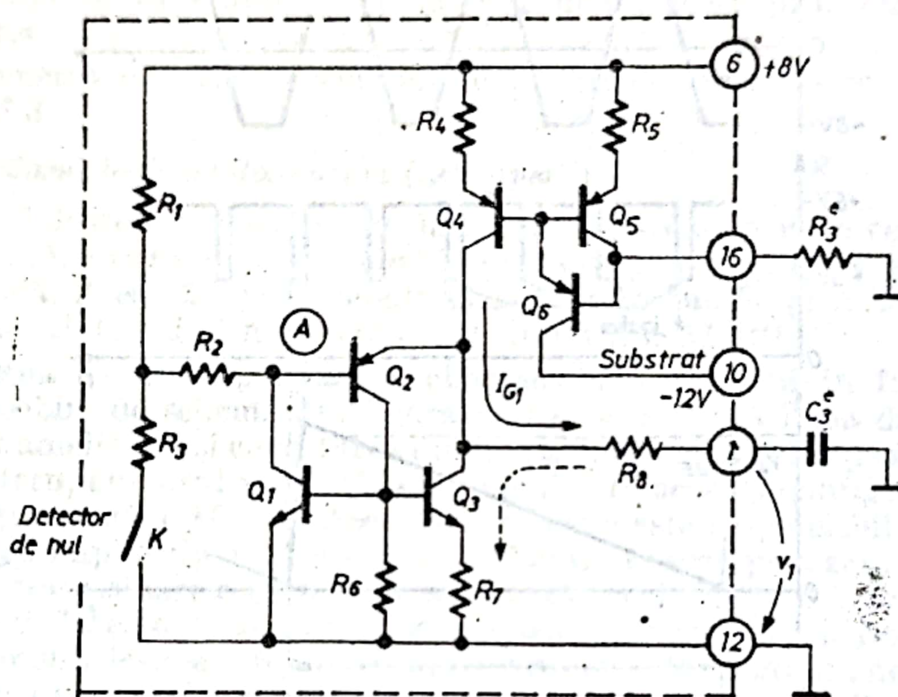


Fig. 8.49. Schema de principiu a generatorului de rampă din circuitul βL 121.

Folosind relaţia (8.25) rezultă :

$$v_1 = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{C_3^e R_5^e} t. \tag{8.35}$$

Acest regim se menţine atîta vreme cît în baza tranzistorului Q_2, nodul A, tensiunea este mai mare decît $v_1 - V_{BE}$. Variaţia tensiunii în nodul A, v_A, este prezentată în figura 8.50 împreună cu tensiunea de sincronizare v_0 şi tensiunea rampă v_1. Această variaţie este determinată de detectorul de nul care închide comutatorul K la fiecare trecere prin zero a tensiunii de reţea. Se observă că tensiunea V_A^0 este fixată intern de divizorul R_1, R_2, R_3 la valoarea :

$$V_A^0 = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{stab} = 4{,}6 \text{ V}. \tag{8.36}$$

Atunci cînd tensiunea v_1 la bornele condensatorului extern C_3^e atinge valoarea $V_A^0 + V_{BE}$, tranzistorul Q_2 se deschide şi tranzistoarele Q_1 şi Q_3 se saturează. Condensatorul C_3^e se descarcă rapid prin Q_3. Deoarece

grupul $Q_1 + Q_2$ acţionează ca un tiristor, scăderea tensiunii v_1 sub valoarea V_A^0 nu provoacă oprirea procesului de descărcare a lui C_3^e. Acesta continuă pînă la descărcarea sa completă. Blocarea tiristorului echivalent format de Q_1 şi Q_2 se face prin scăderea curentului său anodic, din emitorul lui Q_2, sub valoarea curentului de menţinere al tiristorului echivalent. Trebuie remarcat că această valoare trebuie să fie mai mare ca I_{G1} pentru că altfel acest tiristor echivalent nu se mai blochează şi creşterea tensiunii v_1 nu mai poate avea loc.

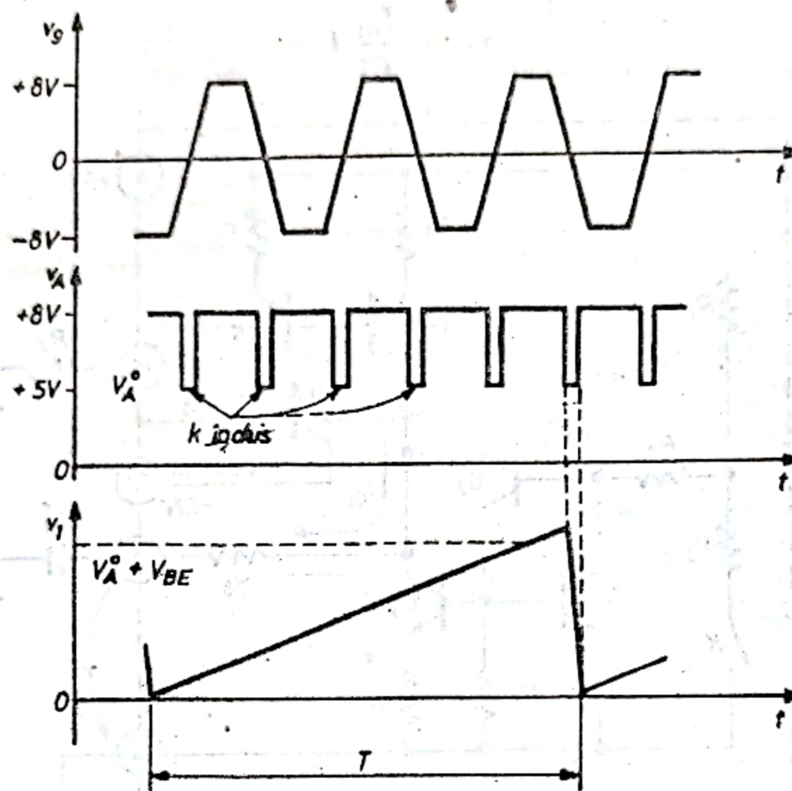


Fig. 8.50. Formele de undă caracteristice generatorului de rampă din figura 8.49.

Deoarece fixarea lui I_{GI} se face extern, prin rezistorul R_5^e, pentru utilizator se pune condiţia limitării inferioare a lui I_{GI} la valoarea de 50 µA care mai permite funcţionarea corectă a rampei de tensiune.

Este deci necesar (vezi relaţia 8.34) ca:

$$R_5^e \leqslant 133 \text{ k}\Omega. \tag{8.37}$$

Putem acum determina valoarea duratei T a rampei de tensiune, folosind relaţiile (8.35) şi (8.36). Rezultă:

$$V_A^0 = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{C_3^e R_5^e} T$$

$$T = C_3^e R_5^e \frac{V}{V_{stab} - 2V_{BE}}$$

$$T = 0{,}7 C_3^e R_5^e \tag{8.38}$$

Relaţia 8.38 arată că limitarea lui R_5^e din (8,37) poate fi compensată prin folosirea unui capacitor C_3^e de valoare mare în scopul obţinerii ori-

cărei valori dorite pentru T. Cu relația (8.38) rezultă că folosind pentru R_5^e și C_3^e valori de 100 kΩ și, respectiv 10 μF se obține o perioadă a rampei de tensiune de 0,7 s.

Mai trebuie remarcat modul în care schema realizează protecția față de declanșările parazite ale rampei de tensiune.

Așa după cum se observă și din figura 8.50, tensiunea v_A ia valoarea V_A^0 doar la trecerile prin zero, de durată foarte scurtă, ale tensiunii de rețea. Descărcarea condensatorului C_3^e poate avea loc numai în aceste momente. În restul timpului, v_A are valoarea v_{stab} și tranzistorul Q_2 este blocat. Acest lucru se poate observa și în figura 8.50. Tensiunea v_1' atinge valoarea $V_A^0 + V_{BE}$ înainte de anularea tensiunii de rețea, dar descărcarea condensatorului C_3^e este amînată pînă la prima trecere prin zero a tensiunii de c.a.

Parametrii electrici ai semnalului rampă de tensiune se regăsesc în *Tabelul 8.3.*

● *Blocul logic de declanșare („chopper")*

Blocul de declanșare al circuitului βL 121 este identic cu cel al circuitului βL 120. Există deosebiri numai în ceea ce privește logica propriu-zisă de comandă. Această logică trebuie să asigure comanda prin fază în cazul circuitului βL 120 și prin zero în cazul circuitului βL 121.

Schema electrică parțială a chopperului este dată în figura 8.51. Spre deosebire de schema din figura 8.41.*a*, se observă lipsa detectorului de curent anodic nul și conectarea diferită a diodei Zener din poarta tiristorului. Intern, circuitul prezintă la terminalul *11* aceeași configurație electrică ca și circuitul βL 120. Acest bloc electric este responsabil de fixarea duratei t_p a impulsului de aprindere. La fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea, tranzistoarele Q_6 și Q_7 se saturează (vezi figura 8.51.*a*, *b*) Poarta tiristorului *Th* este polarizată în sensul deschiderii acestuia. Dacă în plus, există curent la ieșirea comparatorului (care constituie curent anodic pentru *Th*), atunci tiristorul *Th* se deschide injectînd curentul i_1 în R_8 și i_2 în Q_7). După anularea impulsului de nul, Q_7 și Q_6 se blochează dar tiristorul *Th* rămîne în continuare deschis, curentul său anodic distribuindu-se acum în continuare în R_8 (i_1) și prin R_9 în terminalul *15* (i_2). Condensatorul C_4^e se încarcă și produce în terminalul *11* un salt de tensiune de $2V_{BE}$ care conduce la apariția impulsului de aprindere (vezi prezentarea *blocului chopper* al circuitului βL 120). Pe măsură ce tensiunea v_{11} se apropie de valoarea limită $2V_{BE}$, curentul i_2' prin C_4^e se micșorează. În tot acest timp

$$i_A = i_1 + i_1'$$

Cînd $i_2' \approx 0$, i_A devine egal cu i_1. Acesta este un curent mai mic decît curentul de menținere al tiristorului *Th* și ca urmare, acesta se blochează. Condensatorul C_4^e se descarcă prin R_8, R_9, R_5 (vezi figura 8.41.*a*) și cînd v_{11} scade sub valoarea V_{BE}, impulsul de aprindere se anulează. Procesul se reia la următoarea trecere prin zero dacă există disponibil curent la ieșirea comparatorului ($v_s > v_R$ — vezi figura 8.48).

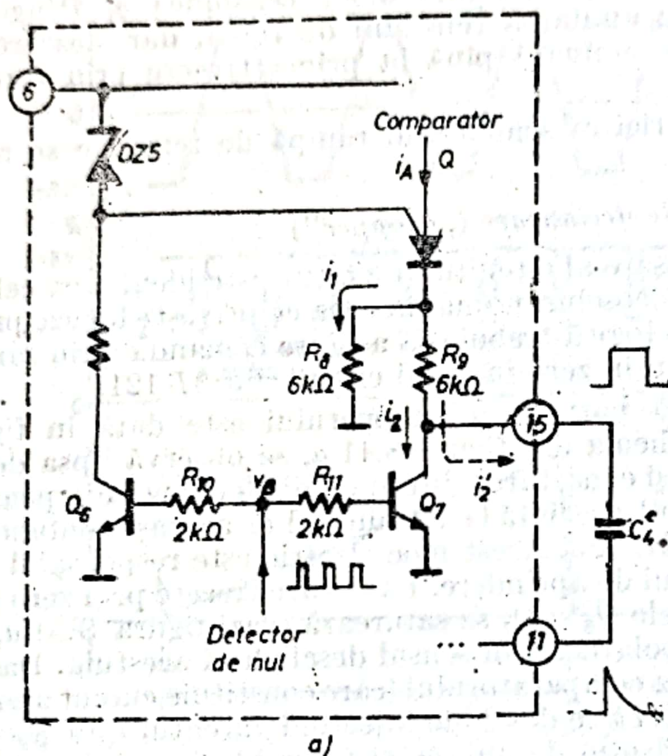
● *Amplificatorul operațional. Etajul de ieșire*

Etajul amplificator al semnalului analogic și etajul de ieșire sînt identice cu cele ale circuitului βL 120.

Parametri. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului βL 121 sînt ..ntetizate în *Tabelul 8.3.*

Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă a circuitului integrat sau, în cel mai bun caz, ieșirea sa din parametrii de catalog.



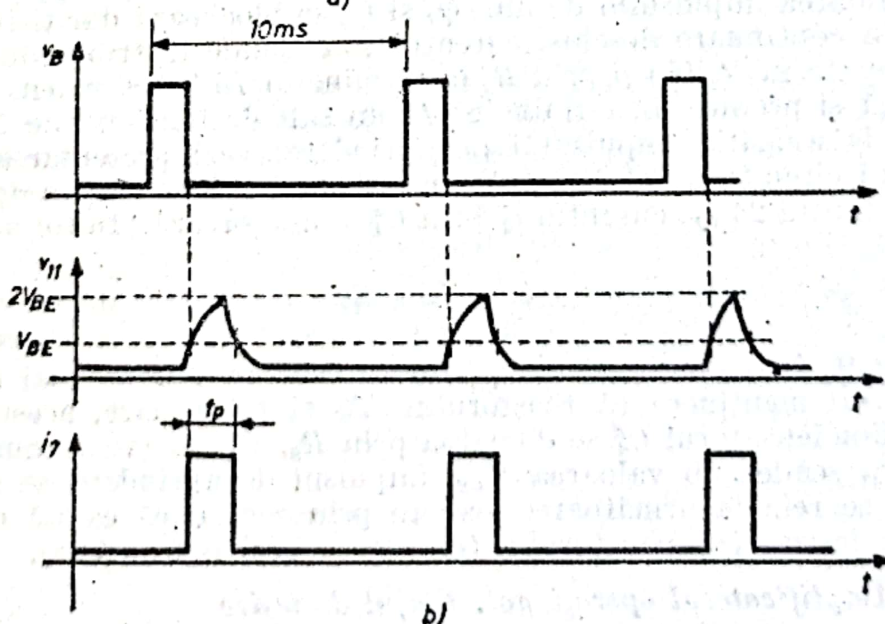


Fig. 8.51. Schema electrică parțială a etajului chopper (*a*) și formele de undă caracteristice (*b*)

βL 121

Circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor

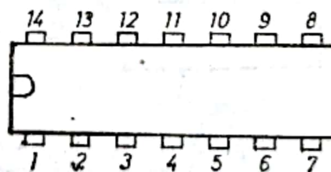
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Terminal	Configuraţia internă	Valori limită absolută
9		$\lvert I_9 \rvert \leqslant 60$ m
8		$V_8 \leqslant 1$ V
10		$V_{10} \leqslant 15$ V
1,2		$\lvert V_{1-2} \rvert \leqslant 7$ V

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
3,5		$\lvert V_{3-5} \rvert \leqslant$ V 8
16		$\lvert I_{16} \rvert \leqslant 1$ mA

Puterea disipată	450 mW
Temperatura de stocare	−25°C . . . +125°C
Temperatura de funcționare	−10°C . . . +70°C
Temperatura joncțiunii	125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula *MP* 116

Vedere de sus

1 Rampa de tensiune
2 Ieșirea amplificatorului
3 Intrarea neinversoare a amplificatorului
4 Tensiunea de referință de 1,5 V
5 Intrarea inversoare a amplificatorului
6 Tensiunea stabilizată de +8 V
7 Ieșire
8 Tensiunea redresată pozitivă
9 Alimentare c.a.
10 Tensiunea redresată negativ
11 Chopper
12 Masa de forță
13 Masa de semnal
14 Neconectat
15 Ieșirea blocului de logică
16 Generatorul de curent pentru rampă

Tabelul 8.3 (continuare)

βL 121

CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_a = 25°C$, vezi schema de aplicaţie din figura 8.51)						
Parametrul	Simbol	Condiţii	Min.	Tipic	Max.	Unităţi
Tensiunea redresată pozitivă	V_{8-12}			12	15	V
Tensiunea redresată negativă	V_{10-12}			12	15	V
Pragul detectorului de tensiune nulă	V_{9-12}			±12		V
Nivelul minim al rampei de tensiune	$V_{1-12\,min}$				1	V
Nivelul tensiunii de triggerare a comparatorului	V_{1-12}	$V_{6-13} = 8$ V	70		100	
Domeniul tensiunilor de intrare în comparator	V_{1-13} V_{2-13}	V_{6-13}	0		7	V
Cîştigul etajului de amplificare cu bucla deschisă	G_v	$V_{6-13} = 8$ V $R_{2-13} = 10$ kΩ	60	70		dB
Domeniul tensiunilor la ieşirea amplificatorului	V_{2-13}	$V_{3-13} = 6$ V $V_{6-13} = 8$ V $R_{2-13} = 20$ kΩ		5,5		V
Tensiunea de decalaj la intrarea amplificatorului	V_{3-13} V_{5-13}	$V_{6-13} = 8$ V $R_{3-13} = 50$ Ω $R_{5-13} = 50$ Ω		3	6	mV
Curent de intrare în amplificator	I_{3-5}			0,1	1	μA
Tensiunea stabilizată	V_{6-13}		7,5	8	8,7	V
Curentul sursei stabilizate	I_6				3	mA
Stabilizarea faţă de sarcină	$\frac{\Delta V_{6-13}}{V_{6-13}}$	$I_6 = 0\ldots2$ mA		0,5	1	%
Stabilizarea faţă de tensiunea de intrare	$\frac{\Delta V_{6-13}}{\Delta V_{8-13}}$	$V_8 = 12\ldots14$ V $I_6 = 0$		46		dB
Tensiunea de referinţă	V_1			1,5		V
Amplitudinea impulsului de aprindere	V_{7-12}	$R_{7-12} = 1$ kΩ pozitiv negativ		 +5,5 −9,5		 V V
Curentul maxim la ieşire		$R_{7-12} = 10$ Ω	80			mA
Durata impulsului la ieşire	t_p	$C_{11-15} = 10$ nF $R_{7-12} = 50$ Ω		200		μs
Timpul de creştere al impulsului	t_r	$C_{11-15} = 10$ nF $R_{7-12} = 50$ Ω		200		ns

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistenţa termică joncţiune-ambiant	$R_{th\ j-a}$	175°C/W

Schema de aplicaţie tipică

În figura 8.52 se prezintă o schemă tipică de aplicaţie pentru circuitul βL 121. R_L este o rezistenţă încălzitoare a unei incinte şi este conectată în anodul triacului *Th*. Acesta este comandat de circuitul βL 121 astfel încît puterea disipată pe rezistenţa de sarcină să fie menţinută constantă. Senzorul de temperatură aflat în imediata apropiere a lui R_L, este un

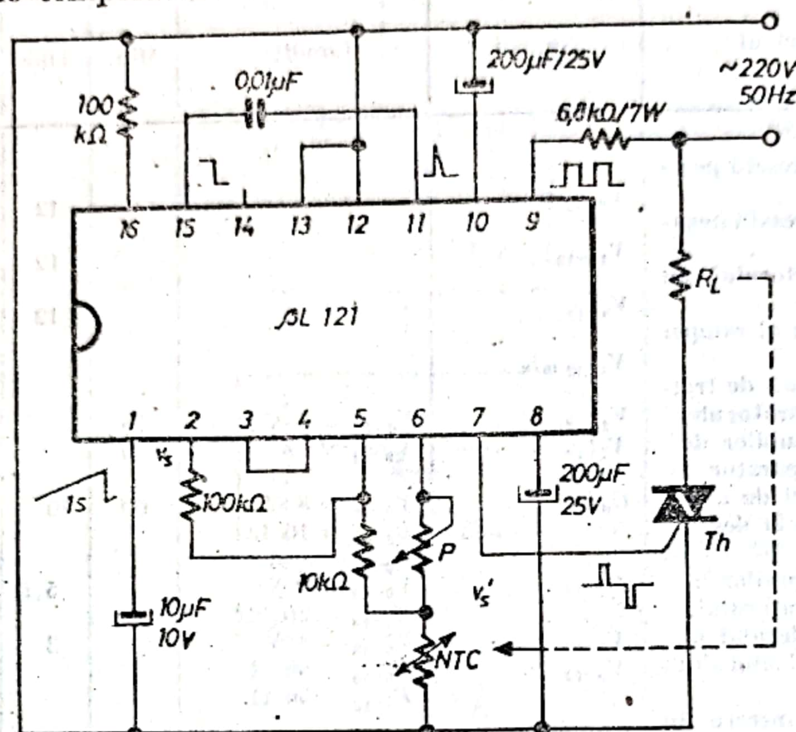


Fig. 8.52. Schema de aplicaţie tipică a circuitului βL 121 pentru controlul şi stabilirea temperaturii unei incinte.

termistor de tip *NTC* care este conectat într-un montaj rezistiv la intrarea inversoare a amplificatorului.

Intrarea neinversoare (terminalul *3*) este conectată la referinţa de tensiune internă de 1,5 V (terminalul *4* al circuitului). Potenţiometrul *P* asigură calibrarea dorită în funcţie de valoarea de regim staţionar a termistorului *NTC*.

Funcţionarea poate fi urmărită cu ajutorul formelor de undă din figura 8.53. Tensiunea v_s' pe termistorul *NTC* scade odată cu creşterea temperaturii incintei. La terminalul *2*, această tensiune apare amplificată de 10 ori. Tensiunea v_2 la ieşirea amplificatorului operaţional se compară cu tensiunea rampă v_1. În intervalele de timp Δt_1 şi Δt_2 în care $v_1 > v_2$, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare cu reţeaua de c.a., se generează la terminalul *7* cîte un impuls (pozitiv sau negativ) de aprindere. Cu cît intervalele de timp Δt_1, Δt_2 sînt mai mari, cu atît numărul acestor impulsuri este mai mare.

Rezultă că pentru valori mici ale lui v_2, vom obţine intervale Δt_1, Δt_2 de valori mari şi în consecinţă putere disipată mare pe R_L. Acesta este regimul de funcţionare caracteristic procesului de încălzire a incintei. Puterea pe R_L are valoarea maximă şi începe încălzirea incinţei. Pe măsură ce temperatura incintei creşte, tensiunea v_2 creşte şi intervalele de timp Δt_1, Δt_2 scad, ducînd la scăderea puterii disipate pe R_L. Temperatura incintei, datorită inerţiei termice a mediului, continuă să crească, dar mai încet.

Pe măsură ce v_2 tinde să ia o valoare constantă, ceea ce ar corespunde regimului staționar dorit, viteza de creștere a temperaturii devine zero și temperatura ia valoarea de regim staționar.

Dacă față de această valoare de regim staționar, temperatura scade, atunci prin bucla de reacție, descrisă mai sus, are loc scăderea lui v_2 și creșterea intervalului de timp de generare a impulsurilor prin zero. Puterea pe R_L crește și temperatura se restabilește la valoarea dorită.

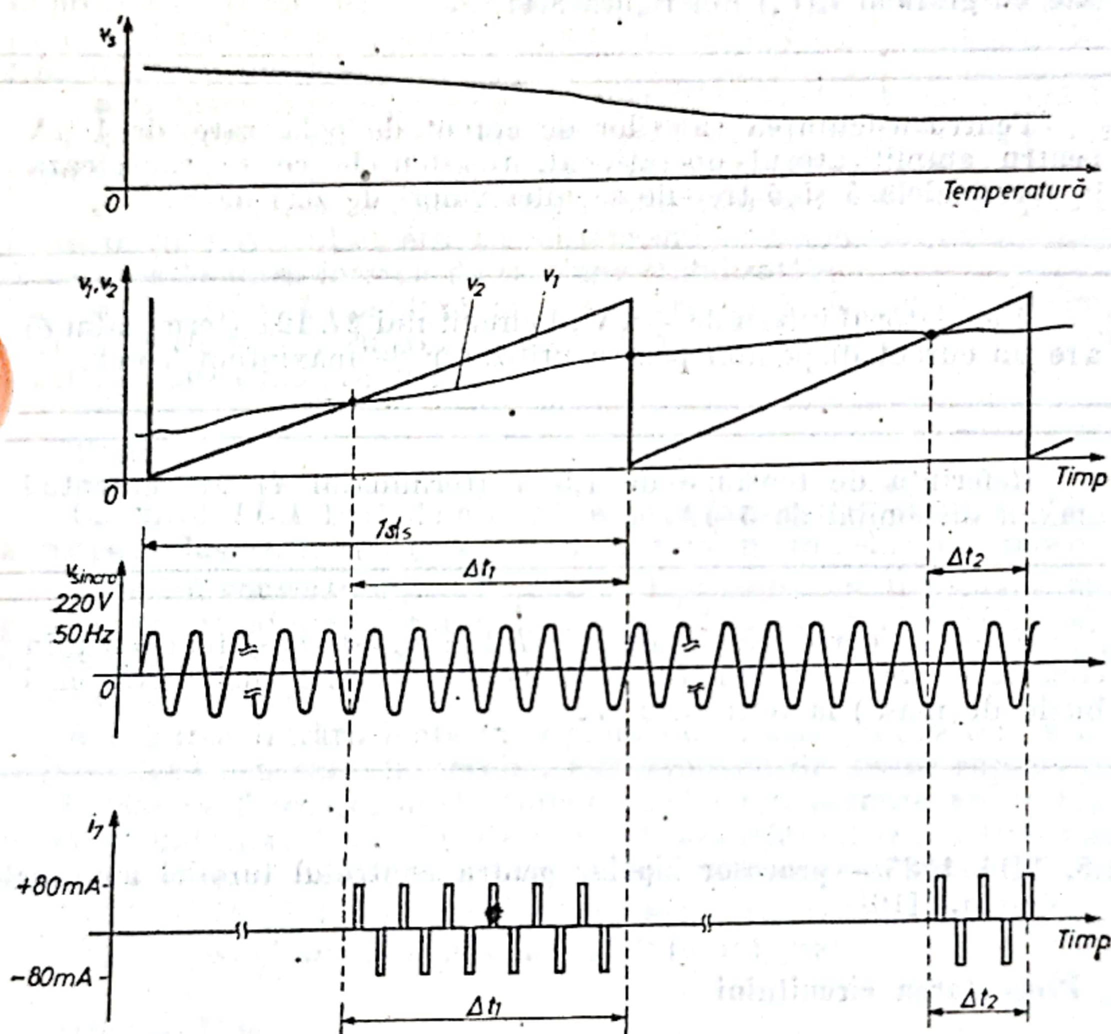


Fig. 8.53. Formele de undă corespunzătoare aplicației tipice a circuitului βL 121 din figura 8.52.

De reținut pentru utilizare (referitor la figura 8.48)

> Deși rezistența R_1^e nu este critică, se recomandă valoarea
>
> $$R_1^e = 6{,}8\ \text{k}\Omega/7\ \text{W},$$
>
> care asigură funcționarea corectă a detectorului de tensiune nulă și a blocului de alimentare.

Funcționarea rampei de tensiune (terminalul *1*) este asigurată de condițiile:

$$C_6^e R_5^e = T/0,7\ ;\ R_5^e \leqslant 133\ \text{k}\Omega,$$

unde T este perioada aleasă pentru semnalul rampă de tensiune.

Durata impulsului de aprindere este fixată de C_4^e în conformitate cu graficul $t_p(C_4^e)$ din figura 8.41.*c*.

Pentru asigurarea valorilor de curent de polarizare de 1 μA pentru amplificatorul operațional, rezistențele ce se conectează în terminalele *3* și *5* trebuie să aibă valori de zeci de kΩ.

Regulatorul intern de +8 V al circuitului β*L* 121 (terminalul *6*) are un curent disponibil pentru utilizator de maximum 3 mA.

Referința de tensiune de 1,5 V (terminalul *4*) are curentul maxim disponibil de 5 μA.

Folosirea corectă a circuitului β*L* 121 nu este posibilă decît prin conectarea terminalului *13*, prin cablaj (evitînd închiderea unei bucle de masă) la terminalul *12*.

8.4.5. TDA 1085 – procesor bipolar pentru controlul turației motoarelor de c.a. [16]

Prezentarea circuitului

TDA 1085 este un circuit integrat complex destinat controlului turației motoarelor de c.a. Funcțiile realizate sînt legate de *stabilizarea turației, protecția la scurtcircuit, pornirea lentă și intrarea treptată în regimul de turație nominală a motorului*. Datorită realizării acestor funcții multiple el poate fi considerat un adevărat procesor bipolar în domeniul comenzii și controlului turației motoarelor de putere de c.a.

Dacă privim circuitul *TDA* 1085 ca un circuit de aprindere a triacelor, el se încadrează în clasa circuitelor pentru comanda prin fază a aprinderii avînd toate caracteristicile unor astfel de circuite (vezi § 8.4.1). El generează impulsuri de aprindere la fiecare coincidență a rampei de tensiune (sincronizată cu rețeaua industrială de c.a.) cu un semnal analogic

legat printr-o mulţime de condiţionări multiple de turaţia motorului aflat în circuitul de sarcină al triacului comandat.

Caracteristici generale

- Nu necesită surse de alimentare de c.c.;
- Are încorporat un regulator paralel de tensiune de 17 V care asigură o alimentare stabilizată a întregului circuit;
- Este prevăzut cu un detector de nul al curentului anodic care împreună cu blocul de trigger asigură repetiţia impulsului de aprindere (în cadrul aceleiaşi semialternanţe a tensiunii de c.a.) dacă se constată că triacul nu s-a deschis;
- Generează impulsuri de aprindere de +150 mA, de durată fixă;
- Asigură intrarea treptată, cu o rată programabilă extern printr-un grup *RC*, a motorului în regimul staţionar de turaţie;
- Programarea turaţiei de regim staţionar se face simplu, prin aplicarea pe un terminal extern a unei tensiuni continue (obţinută printr-un divizor de la sursa internă de tensiune stabilizată);
- Are o logică complexă de protecţii care inhibă generarea de impulsuri de aprindere la subalimentarea circuitului, supraturaţia motorului, scurtcircuitarea motorului etc.

Destinaţie

Circuitul *TDA* 1085 de aprindere prin fază a triacelor este destinat aproape exclusiv comenzii şi controlului turaţiei motoarelor de putere de c.a.

Datorită convertorului *f/V*, circuitul primeşte, ca informaţie analogică, direct turaţia motorului. În funcţie de aceasta circuitul modifică unghiul de aprindere al triacului, reglînd astfel puterea disipată pe motor şi deci turaţia acestuia, indiferent de cuplul său.

Asigurarea intrării lente în regimul de turaţie propus este utilă în multe aplicaţii în care, la pornire, motoarele au de învins cupluri mari.

Existenţa detectorului de curent anodic nul permite atît comanda sarcinilor inductive (cum sînt de regulă motoarele) cît şi repetiţia impulsului de aprindere al triacului dacă se constată că acesta nu s-a deschis.

În sfîrşit, blocul logic de protecţii asigură funcţionarea fiabilă atît a sarcinii (motorul de c.a.) cît şi a circuitului integrat.

Schema bloc

Schema bloc a circuitului *TDA* 1085 este prezentată în figura 8.54.

În funcţionarea circuitului *TDA* 1085 se pot identifica patru regimuri de lucru:

— funcţionarea *ca circuit de comandă în fază* a aprinderii triacelor (caz în care poate fi echivalat ca funcţie, cu oricare din circuitele de comandă în fază cunoscute: β*AA* 145 şi β*L* 120);

— funcţionarea în *regim de pornire* (caracterizat de o variaţie controlată, lent crescătoare, a turaţiei motorului, către valoarea staţionară programată);

— funcţionarea în *regim de stabilizare* a turaţiei (programate anterior) în raport cu variaţia cuplului motor;

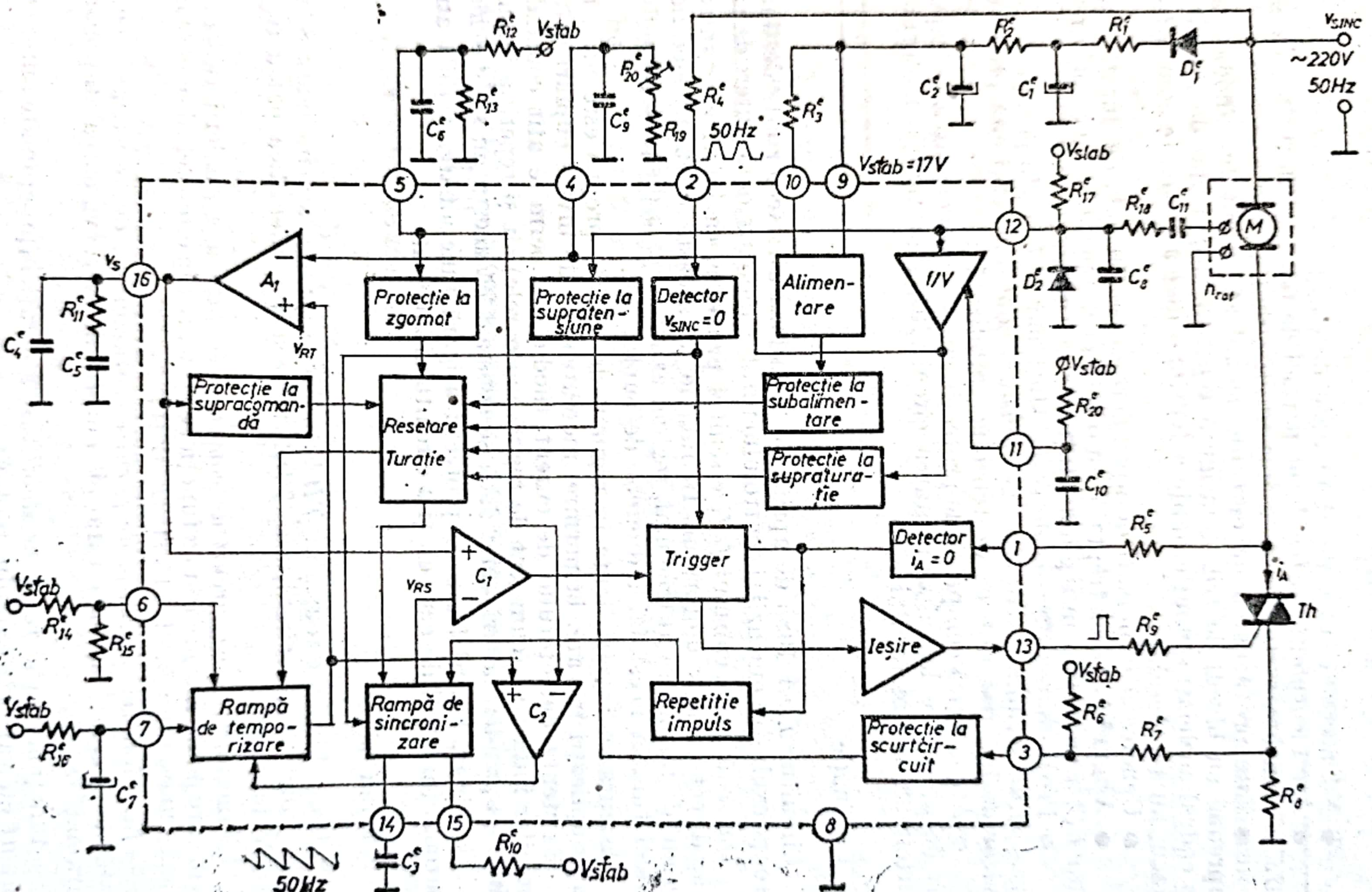


Fig. 8.54. Schema bloc a circuitului *TDA* 1085 şi modul de conectare a componentelor externe.

— funcţionarea în *regim de protecţie*, cînd una sau mai multe din cele şase protecţii (vezi figura 8.54) este activată.

Explicarea funcţionării circuitului *TDA* 1085 se va face separat, pentru fiecare din modurile de lucru de mai sus. Din schema bloc completă se vor extrage în fiecare din cele patru cazuri blocurile electrice active cu care se vor forma cheme bloc parţiale, caracteristice fiecărui mod de funcţionare. Este evident că blocurile electrice implicate de funcţionarea propriu-zisă ca circuit de comandă în fază a aprinderii vor fi active şi în celelalte trei moduri de funcţionare. Aceste blocuri funcţionale nu vor mai apărea explicit în prezentarea celorlalte trei moduri de lucru, subînţelegîndu-se că ele sînt necesare indiferent de regimul de funcţionare.

1. **Funcţionarea circuitului *TDA* 1085 ca circuit propriu-zis de comandă în fază a aprinderii triacelor.**

În figura 8.55 se prezintă schema bloc parţială care corespunde funcţionării circuitului *TDA* 1085 în acest regim.

Fig. 8.55. Schema bloc parţială corespunzătoare funcţionării circuitului *TDA* 1085 ca un circuit simplu de comandă în fază.

Blocul de alimentare asigură o tensiune stabilizată de +17 V, obţinută direct din reţeaua de c.a. printr-un grup de redresare şi filtrare monoalternanţă.

Detectorul de nul al tensiunii de sincronizare ($v_{SINC} = 0$) declanşează rampa de sincronizare cu reţeaua industrială de c.a. de 50 Hz.

Semnalul rampă de sincronizare v_{RS}, obținut la terminalul *14*, se aplică pe intrarea inversoare a comparatorului C_1. Pe intrarea neinversoare a acestuia se aplică semnalul v_s (v_{SENS} — vezi § 8.3.1) care reprezintă tensiunea de comandă a fazei unghiului de aprindere.

Ori de cîte ori se realizează condiția $v_s > v_{RS}$, prin intermediul etajului trigger și a etajului de ieșire se generează un impuls de aprindere de durată fixă (determinată de componente interne ale circuitului). Generarea acestui impuls este condiționată de cele două blocuri detectoare de nul a tensiunii de sincronizare ($v_{SINC} = 0$) și al curentului anodic ($i_A = 0$). Primul bloc realizează protecția la zgomot (evită generarea impulsurilor parazite). Cel de-al doilea bloc are două funcții:

— asigură generarea impulsului al n-lea, corespunzător semialternanței a n-a, numai dacă se constată anularea curentului anodic al triacului deschis de impulsul de aprindere anterior (de ordin $n - 1$), obținîndu-se astfel comanda optimă a puterii în sarcini inductive;

— asigură, împreună cu blocul de repetiție a impulsului de aprindere, modificarea rampei de sincronizare astfel încît să se genereze încă un impuls de aprindere dacă în urma generării celui anterior se constată că $i_A = 0$. Procesul se repetă pînă ce se constată aprinderea triacului.

Formele de undă corespunzătoare *funcționării fără repetiție* a impulsului de aprindere sînt prezentate în figura 8.56; ele sînt caracteristice oricărui circuit de comandă în fază (vezi § 8.4.1 și § 8.4.3).

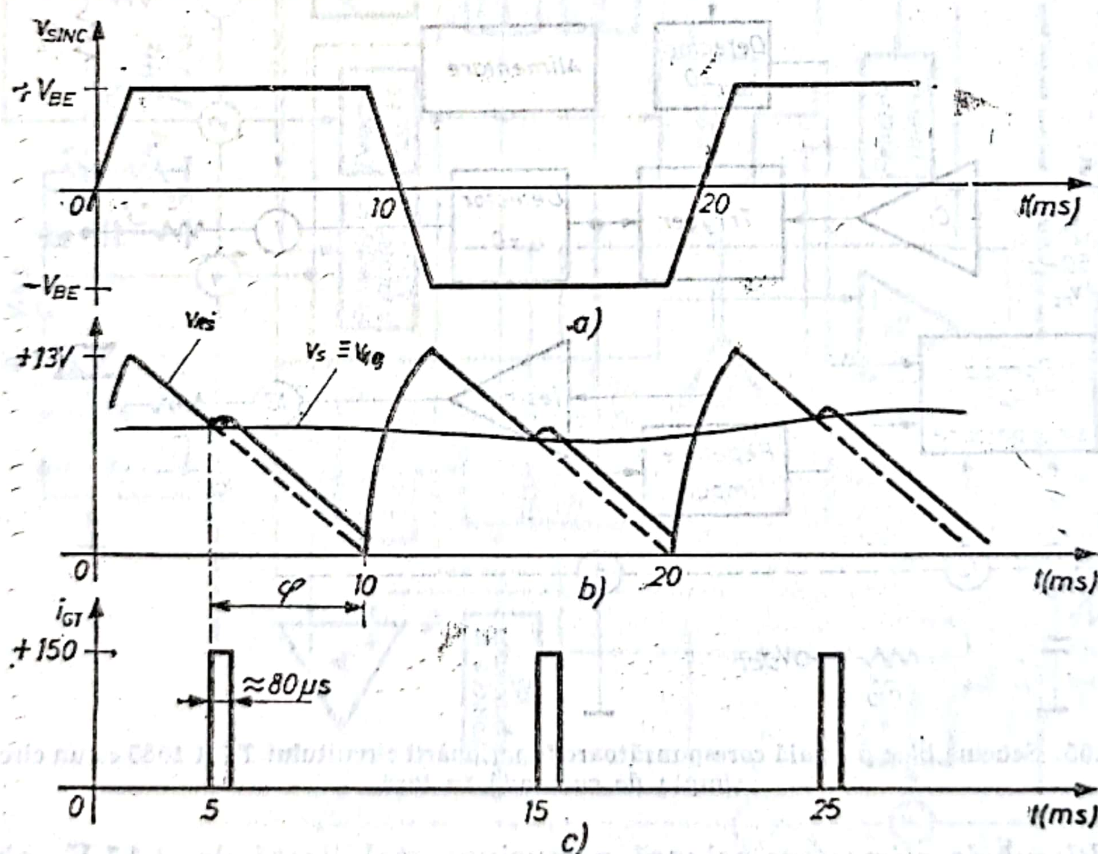


Fig. 8.56. Formele de undă caracteristice funcționării circuitului *TDA* 1085 ca un circuit simplu de comandă în fază, fără repetiția impulsului de aprindere.

În figura 8.56, s-a reprezentat cu linie punctată semnalul v_{RS} în lipsa tensiunii de senzor v_s. Această formă de undă este determinată de grupul R_{10}^e și C_2^e din terminalele *14* și *15*.

Existența tensiunii de senzor v_s și efectuarea comparației cu v_{RS} de către comparatorul C_1 are ca efect întreruperea pentru o durată de timp scurtă ($\approx$ 80 μs) a rampei ideale (trasată cu linie punctată).

După această perioadă de timp (fixată intern) și care corespunde duratei impulsului de aprindere, rampa descrescătoare de tensiune v_{RS} este reluată.

Rezultă în acest mod, generarea unui impuls de aprindere cu faza φ măsurată în unități de unghi sau timp.

Blocul care asigură repetiția impulsului de aprindere este specific circuitului *TDA* 1085. Intrarea sa în funcțiune modifică rampa de sincronizare v_{RS} conform figurii 8.57 în care s-a reprezentat efectul funcționării blocului de repetiție al impulsului și al detectorului de curent $i_A = 0$. La momentul de timp t_1 (figura 8.57) are loc prima coincidență a semnalului v_{RS} cu v_s și se generează impulsul de aprindere I_1.

Generarea acestui impuls provoacă întreruperea rampei v_{RS} (care ar fi continuat conform liniei punctate cu o pantă fixată de C_3^e și R_{10}^e) și creșterea cu o tensiune mică Δv_{RS}, după care urmează scăderea cu o pantă egală cu aceea dinainte de momentul t_1. Urmează o nouă comparație a tensiunii v_{RS} cu v_s, la momentul t_2. În intervalul $t_1 \ldots t_2$, detectorul de curent anodic nul ($i_A = 0$) constată dacă triacul s-a deschis.

Cînd triacul se deschide, tensiunea v_{AK} (figura 8.55) scade la aproximativ 2 V, ceea ce produce în terminalul *1* un curent i_1 aproape nul. Dacă se constată că $i_1 = 0$, atunci, la momentul t_2 rampa v_{RS}, figura 8.57.*a*, continuă conform liniei punctate, fără să mai aibă loc creșterea Δv_{RS}. Această situație reprezintă funcționarea fără repetiția impulsului de aprindere, corespunzînd aprinderii triacului chiar după primul impuls de comandă. Dacă însă, la momentul t_2, curentul i_1 este diferit de 0, atunci rampa v_{RS} este din nou întreruptă și are loc din nou o creștere cu Δv_{RS}

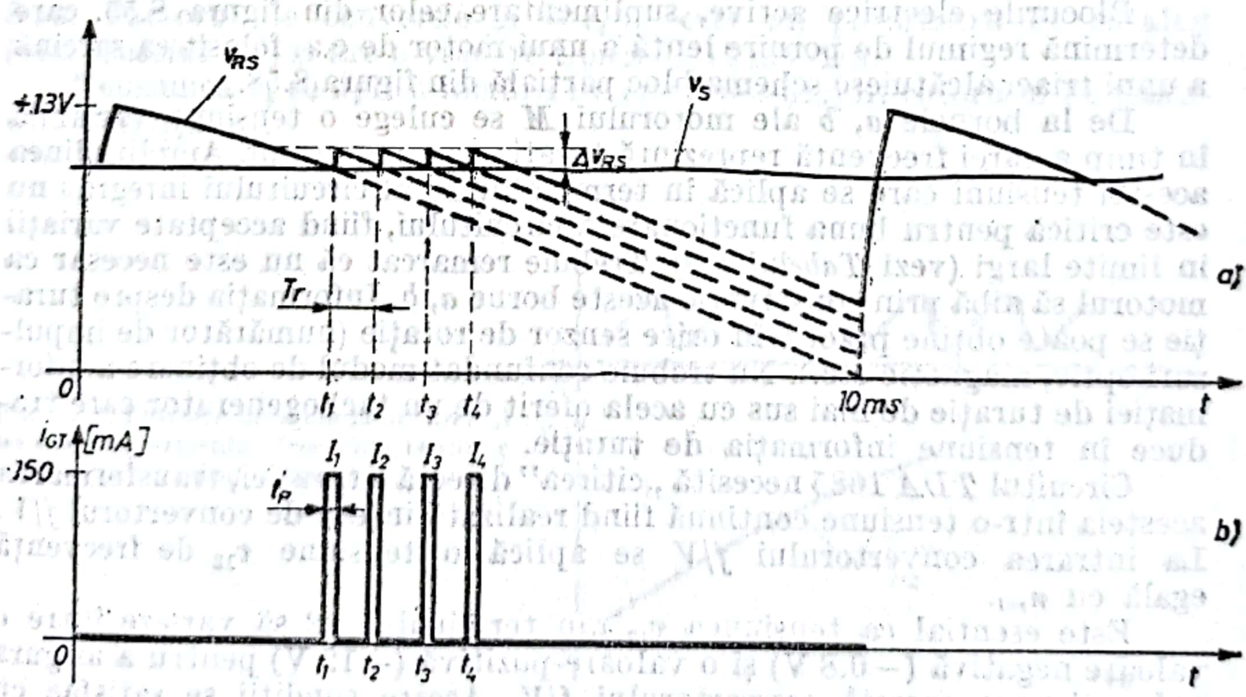


Fig. 8.57. Formele de undă ale rampei sincronizate cînd funcționează blocul de repetiție a impulsului de aprindere (scara de timp este mărită) din circuitul *TDA* 1085.

a acestei tensiuni, simultan cu generarea celui de-al doilea impuls de aprindere I_2 (figura 8.57). Procesul acesta, de recunoaştere a aprinderii triacului şi repetare a impulsului de comandă, se continuă pînă cînd detectorul tensiunii nule de sincronizare ($v_{SINC} = 0$) produce repetarea rampei v_{RS} de la valoarea maximă de +13 V (care se petrece cu o perioadă de 10 ms).

Durata t_p a impulsului cît şi perioada T_r a impulsului de repetiţie constituie date de catalog (vezi *Tabelul 8.4*) şi sînt fixate de către componentele interne ale circuitului.

Trebuie remarcat că modul de funcţionare descris mai sus poate fi folosit efectiv în aplicaţii dacă se iau măsurile necesare *inhibării* protecţiilor (vezi funcţionarea în regim de protecţie). Se observă însă că nu există nici o buclă de stabilizare a comenzii de aprindere a triacului. Nu există nici o reacţie care să lege efectul disipării de putere în sarcina R_L (care poate fi chiar şi un motor de c.a.) şi semnalul v_s care determină unghiul de aprindere şi deci puterea disipată de sarcina R_L. Această buclă de reacţie trebuie să fie realizată extern în funcţie de aplicaţia dorită. Din acest motiv *folosirea circuitului TDA 1085 în acest mod de funcţionare nu este justificată*. Multe din posibilităţile circuitului rămîn neexploatate. Pentru astfel de aplicaţii sînt recomandate alte circuite de comandă (βL 120, βAA 145 etc.).

2. Funcţionarea circuitului *TDA* 1085 în regim de pornire a unui motor de c.a.

Aşa cum am mai precizat, toate blocurile electrice prezentate anterior, realizînd funcţia propriu-zisă de comandă în fază a aprinderii triacului, sînt active indiferent de regimul de funcţionare al circuitului *TDA* 1085.

Ceea ce deosebeşte un regim de funcţionare de altul este legat de semnalul v_s (care apare în terminalul *16*) şi care ia naştere intern în urma prelucrării diverselor informaţii culese de circuit.

Blocurile electrice active, suplimentare celor din figura 8.55, care determină regimul de pornire lentă a unui motor de c.a. folosit ca sarcină a unui triac, alcătuiesc schema bloc parţială din figura 8.58.

De la bornele *a*, *b* ale motorului *M* se culege o tensiune variabilă în timp a cărei frecvenţă reprezintă turaţia *n*, a motorului. Amplitudinea acestei tensiuni care se aplică în terminalul *12* al circuitului integrat nu este critică pentru buna funcţionare a circuitului, fiind acceptate variaţii în limite largi (vezi *Tabelul 8.4*). Trebuie remarcat că nu este necesar ca motorul să aibă prin construcţie aceste borne *a*, *b*. Informaţia despre turaţie se poate obţine practic în orice senzor de rotaţie (numărător de impulsuri optic, magnetic etc.). Nu trebuie confundat modul de obţinere a informaţiei de turaţie de mai sus cu acela oferit de un tachogenerator care traduce în tensiune informaţia de turaţie.

Circuitul *TDA* 1085 necesită „citirea" directă a turaţiei, transformarea acesteia într-o tensiune continuă fiind realizată intern de convertorul f/V. La intrarea convertorului f/V se aplică o tensiune v_{12} de frecvenţă egală cu n_{rot}.

Este esenţial ca tensiunea v_{12} din terminalul *12* să varieze între o valoare negativă (−0,8 V) şi o valoare pozitivă (+12 V) pentru a asigura o funcţionare corectă convertorului f/V. Aceste condiţii se satisfac cu grupul de componente externe din terminalul *12*.

În terminalul *11* se obţine în funcţie de componentele externe R_2^e şi C_{10}^e, un impuls de amplitudine mare (+12 V) şi frecvenţă egală cu n_{rot}.

La ieşirea convertorului f/V se obţine tensiunea v_4, care depinde puternic de grupul de componente externe C_9^e, R_{19}^e, P_{20}^e care realizează netezirea impulsului din terminalul *11*. Formele de undă sînt prezentate în figura

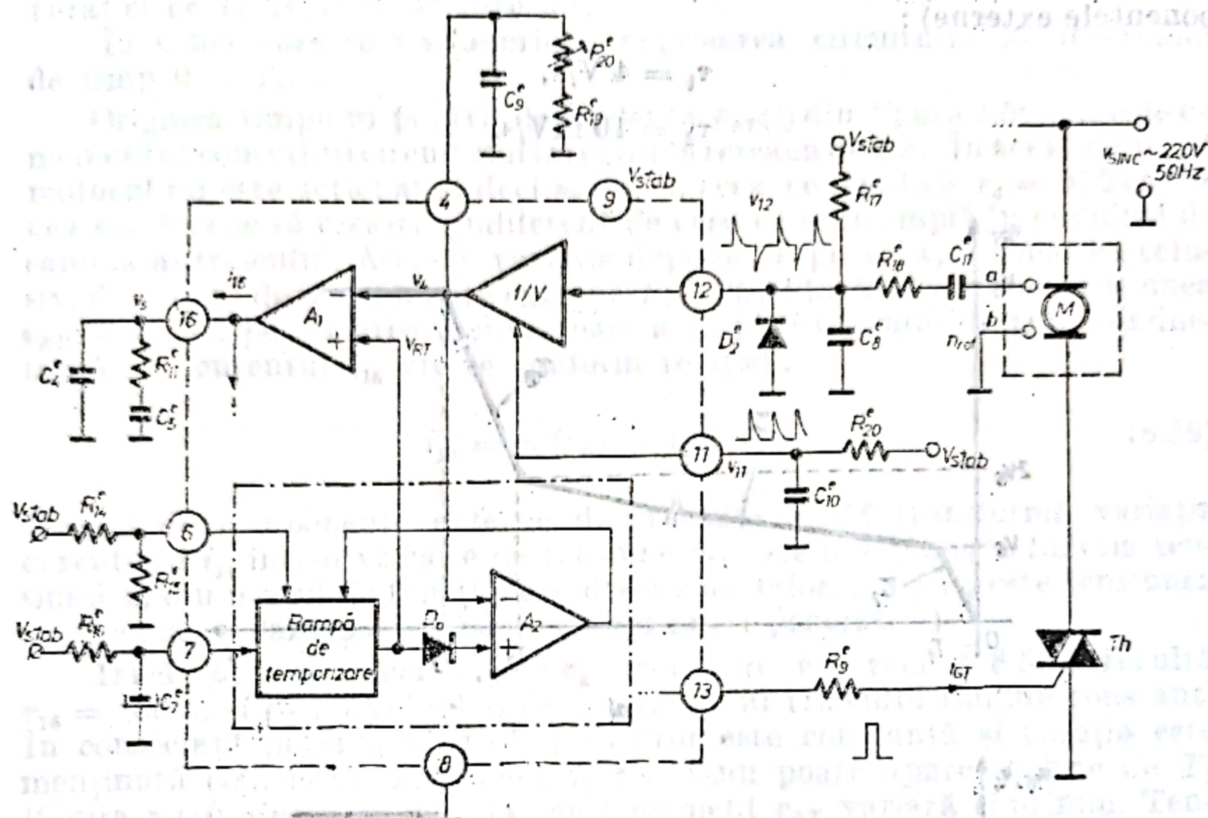


Fig. 8.58. Schema bloc parţială, corespunzătoare funcţionării circuitului *TDA* 1085 în regim de pornire lentă a motorului de c.a.

8.59. Factorul de conversie $K = v_4/f_{12}$ este un parametru de catalog (vezi *Tabelul 8.4*) şi are o valoare tipică de 15 mV/Hz.

Tensiunea v_4 se aplică intrării inversoare a amplificatorului de transconductanţă A_1.

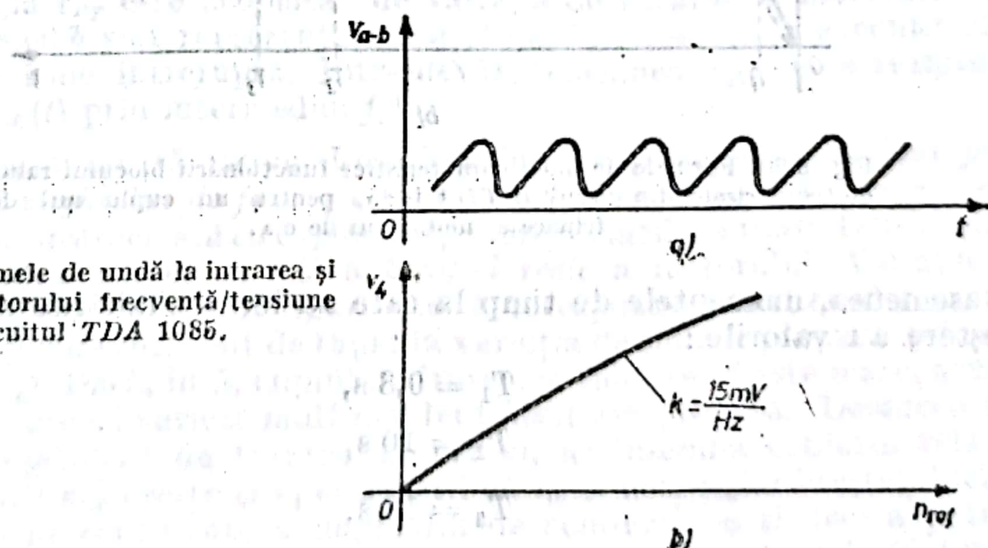


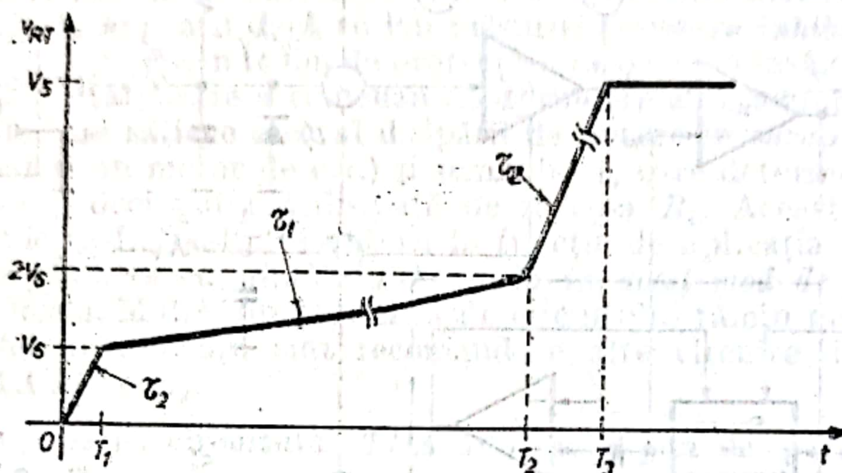
Fig. 8.59. Formele de undă la intrarea şi ieşirea convertorului frecvenţă/tensiune din circuitul *TDA* 1085.

Pe intrarea neinversoare a amplificatorului A_1 se aplică o tensiune v_{RT} rpodusă de rampa de temporizare şi ai cărei parametri sînt determinaţi de componentele externe din terminalele *6* şi *7* precum şi de elemente

interne circuitului. Acest bloc este responsabil de atingerea treptată a regimului staționar de turație al motorului.

În funcție de valorile componentelor externe, tensiunea v_{RT} are variația în timp din figura 8.60.*a*. Se observă că este vorba de o rampă de tensiune cu două pante de creștere de valori diferite (depinzînd de componentele externe):

$$\tau_1 = 4\ \text{V/s},$$
$$\tau_2 = 10\ \text{mV/s}.$$



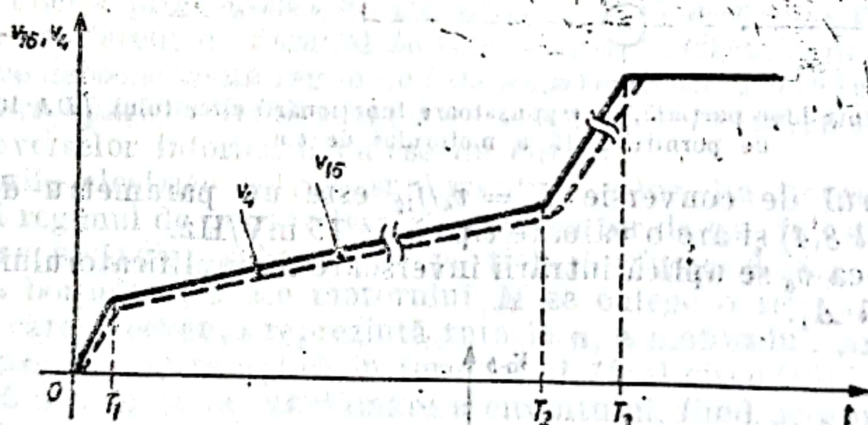


Fig. 8.60. Formele de undă caracteristice funcționării blocului rampă de temporizare din circuitul *TDA* 1085, pentru un cuplu nul de frînare al motorului de c.a.

De asemenea, momentele de timp la care au loc schimbările de pantă de creștere au valorile:

$$T_1 = 0{,}3\ \text{s},$$
$$T_2 = 10\ \text{s},$$
$$T_3 = 13\ \text{s}.$$

Pentru $t > T_3$, tensiunea în terminalul 7 rămîne fixă și egală cu valoarea tensiunii fixată din terminalul 5. Se consideră că s-a atins regimul sta-

ţionar de turaţie şi circuitul intră în regimul de stabilizare şi control a turaţiei ce va fi analizat ulterior.

În continuare se va descrie funcţionarea circuitului în intervalul de timp $0 \ldots T_3$.

Originea timpului pentru dependenţa $v_{RT}(t)$ din figura 8.59 coincide cu momentul conectării circuitului integrat la reţeaua de c.a. În acest moment motorul nu este acţionat şi deci $n_{rot} = 0$, ceea ce implică $v_4 = 0$. Tensiunea v_{RT} începe să crească, indiferent de ceea ce se întîmplă în circuitul de sarcină al triacului. Această variaţie depinde în primă aproximaţie exclusiv, de grupul de componente externe R^e_{14}, R^e_{15}, R^e_{16}, R^e_7. Deoarece tensiunea v_{RT} se aplică pe intrarea neinversoare a amplificatorului de transconductanţă A_1, curentul i_{16} creşte conform relaţiei :

$$i_{16} = a_1 (v_{RT} - v_4) \tag{8.39}$$

Grupul de componente externe din terminalul *16* transformă variaţia curentului i_{11} într-o variaţie de tensiune v_{16} care îndeplineşte funcţia tensiunii v_s din modul de funcţionare descris anterior. Deci v_{16} este tensiunea care comandă faza φ a unghiului de aprindere generat.

Dacă $i_{16} = 0$, deci $v_{RT} = v_4$ (conform cu relaţia 8.39), rezultă $v_{16} =$ const. şi deci unghiul φ de conducţie al triacului rămîne constant. În consecinţă puterea disipată pe motor este constantă şi turaţia este menţinută constantă. Dar acest moment nu poate apare înainte de T_3 (figura 8.60), deoarece pînă la acest moment v_{RT} variază continuu. Tensiunea v_{16} urmăreşte variaţia lui i_{16} iar acest curent urmăreşte variaţia lui v_{RT}. Într-adevăr, creşterea lui v_{RT}, impusă din exterior prin componente externe, produce conform relaţiei 8.39, următorul lanţ de implicaţii (vezi figurile 8.56.*b*, 8.59.*d*) :

$$v_{RT} \uparrow \rightarrow i_{16} \uparrow \rightarrow v_{16} \uparrow \rightarrow \varphi \uparrow \rightarrow n_{rot} \uparrow \rightarrow v_4 \uparrow \tag{8.40}$$

Deci variaţia v_{RT} este „copiată" de variaţia de turaţie a motorului n_{rot}. În figura 8.60.*b* sînt reprezentate variaţiile $v_{16}(t)$ — cu linie continuă şi $v_4(t)$ — cu linie întreruptă. Într-adevăr tensiunea $v_4(t)$ este rezultatul variaţiei $n_{rot}(t)$ prin intermediul f/V.

Trebuie acum să facem *deosebirea între n_{rot} propus motorului prin intermediul unghiului de fază φ conform celor discutate mai sus şi n_{rot} real al motorului care lucrează cu cupluri de frînare variabile în timp*. Tensiunea v_4 este rezultatul conversiei f/V a *turaţiei reale* a motorului. Variaţia cu linie punctată a lui v_4 din figura 8.60.*b* corespunde situaţiei ideale cînd motorul răspunde suficient de rapid la variaţia de rotaţie propusă prin v_{RT} (respectiv v_{16}). Dacă, însă, cuplul de frînare al motorului este mare, atunci turaţia sa poate să varieze mult mai lent decît cea propusă. Deoarece v_{RT} variază independent de turaţia motorului, ar însemna conform relaţiei (8.39) (în care v_{RT} creşte şi $v_4 =$ const.) că i_{16} şi deci v_{16} ar creşte, ducînd la creşterea în continuare a unghiului de conducţie φ şi deci a puterii disipate pe motor deşi acesta nu poate să-şi mai crească turaţia (datorită unui cuplu mare de frînare). Acest lucru este evitat prin intrarea în funcţionare a amplificatorului A_2 (vezi schema bloc parţială din figura 8.58).

Se observă că dioda internă D_0, introduce o tensiune de ofset de maximum un V_{BE} între v_4 şi v_{RT}. Dacă diferenţa dintre v_{RT} şi v_4 este mai mare

decît un V_{BE} atunci amplificatorul A_2 intervine asupra generatorului de rampă temporizată și oprește creșterea în continuare a lui v_{RT}, păstrînd diferența dintre v_{RT} și v_4 la maximum 0,6 V. Această diferență reprezintă prin intermediul relației (8.39) o valoare constantă pentru i_{16} și v_{16} deci și pentru unghiul de conducție φ. Se realizează astfel o supracomandă

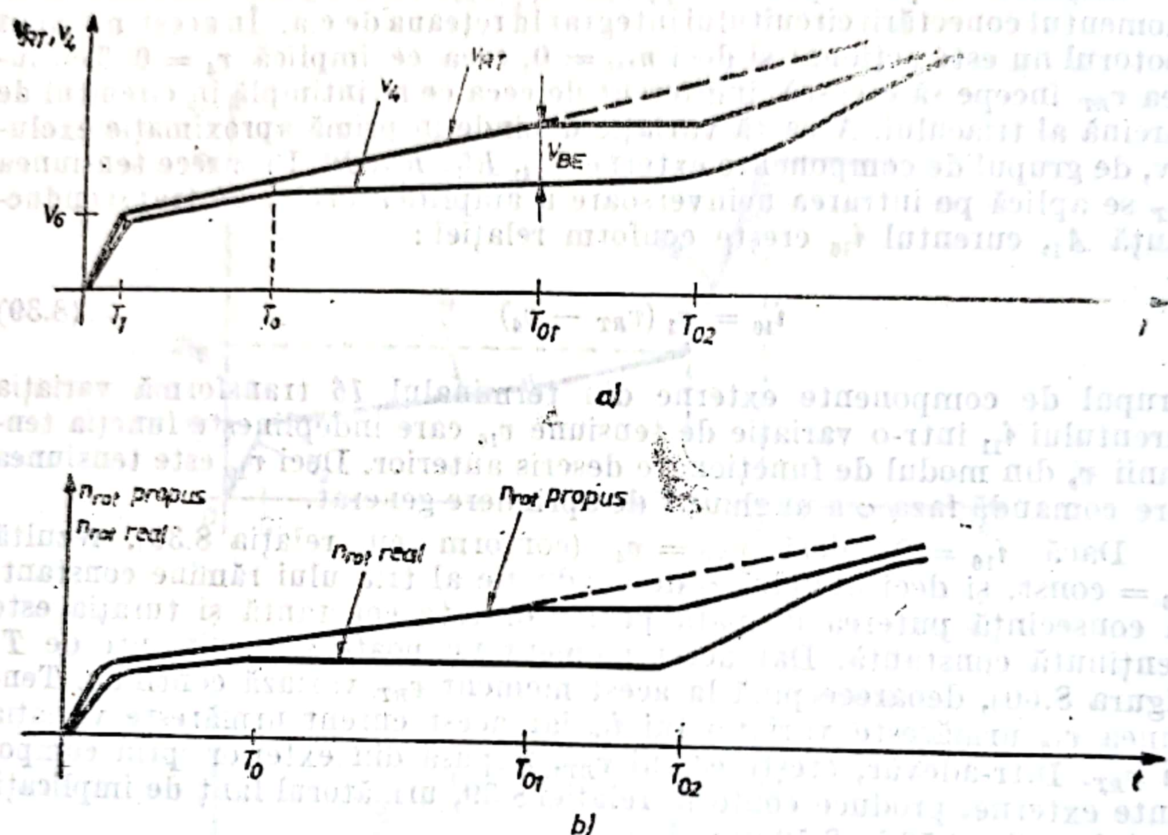


Fig. 8.61. Formele de undă caracteristice funcționării blocului rampă de temporizare din circuitul *TDA* 1085, în cazul existenței unui cuplu de frînare al motorului.

moderată a motorului. Dacă motorul reușește să învingă cuplul de frînare și să-și crească turația conform valorii propuse, atunci aceasta se „simte" imediat în valoarea lui v_4 și amplificatorul A_2 iese din funcție deoarece diferența $v_{RT}-v_4$ s-a micșorat sub valoarea de 0,6 V. Rampa temporizatoare v_{RT} își reia creșterea cu aceeași pantă ca înainte de întrerupere, provocînd o variație identică și pentru v_4 conform șirului de implicații din (8.40). Se asigură astfel, din nou „urmărirea" tensiunii v_{RT} de către v_4. Aceasta înseamnă că motorul tinde către turația de regim staționar conform temporizării propuse (situația descrisă mai sus se poate urmări în figura 8.61). Se observă că la momentul T_0, n_{rot} *real* nu mai coincide cu n_{rot} *propus*. Atîta timp cît diferența celor două turații conduce la o diferență între v_{RT} și v_4 mai mică decît 0,6 V, n_{rot} *propus* continuă să varieze conform programării inițiale. La momentul T_{01}, cînd diferența intre cele două tensiuni a atins 0,6 V, creșterea lui n_{rot} *propus* încetează, fixîndu-se la valoarea pe care o avea la momentul T_{01}. La momentul T_{02} cînd n_{rot} *real* începe să crească, v_{RT} și n_{rot} *propus* își reiau variațiile programate. Deși am reprezentat această anomalie pentru domeniul de timp T_1-T_2 (figura 8.60.*a*) ea poate să apară și în celelalte intervale de timp,

$0-T_1$ sau T_2-T_3. Acţiunea amplificatorului A_2 este aceeaşi şi comportarea circuitului este identică cu cea descrisă anterior.

Este posibil să apară şi o altă anomalie legată de „urmărirea" dintre cele două tensiuni v_{RT} şi v_4 care garantează un regim normal de pornire al motorului. Dacă din diverse motive, turaţia motorului creşte peste valoarea propusă, atunci, conform cu (8.39), $i_{16} < 0$ şi tensiunea v_{16} scade

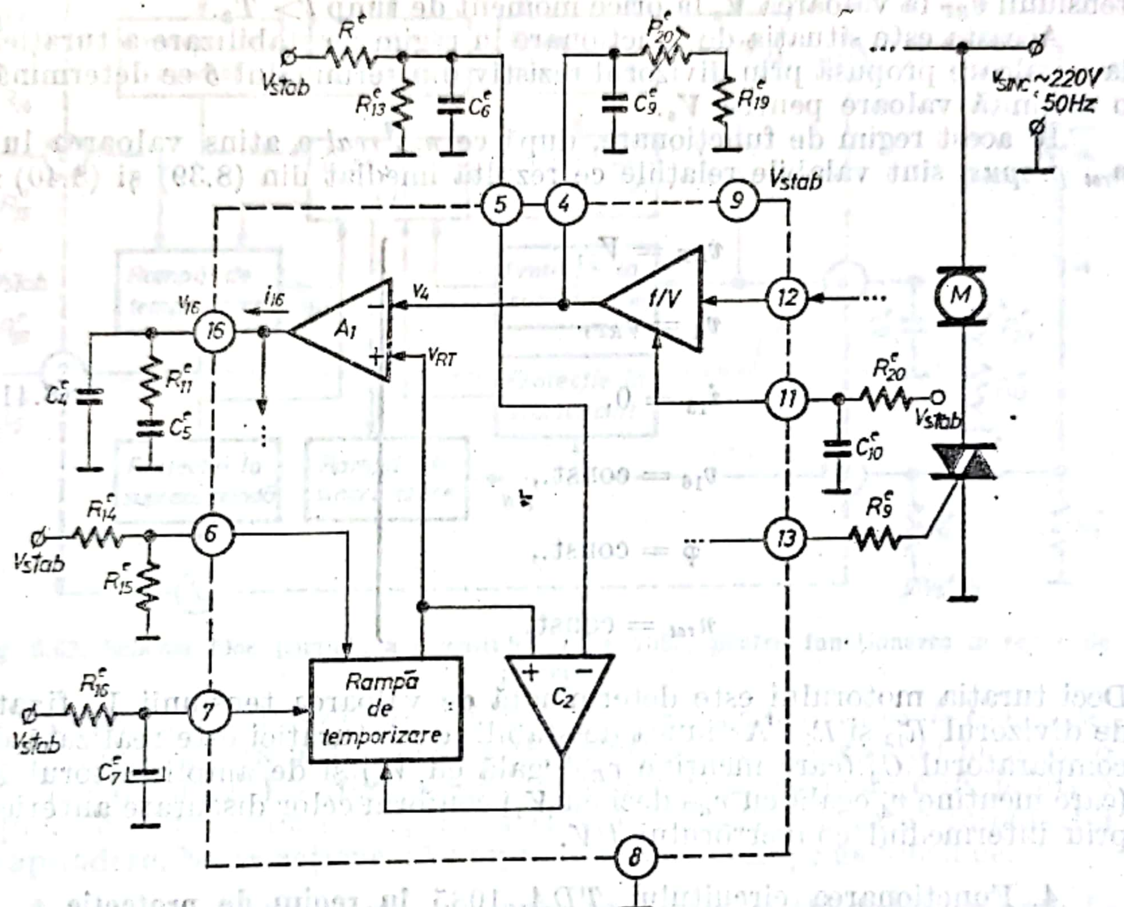


Fig. 8.62. Schema bloc parţială, pentru funcţionarea circuitului *TDA* 1085 în regim de stabilizare a turaţiei motorului de c.a.

ducînd la micşorarea unghiului de conducţie φ şi deci a puterii disipate pe motor. Ca urmare turaţia acestuia ar trebui să scadă.

Această situaţie este controlată de amplificatorul A_1 (figura 8.58). Dacă totuşi, turaţia motorului creşte în continuare, intră în funcţiune protecţia la supraturaţie (care va fi tratată în continuare).

3. Funcţionarea circuitului *TDA* 1085 în regim de stabilizare a turaţiei motorului.

Schema bloc parţială — extrasă din schema bloc completă (figura 8.54) — responsabilă de acest mod de funcţionare este prezentată în figura 8.62.

Revenind la figura 8.60.*a*, se constată că după momentul de timp T_3, rampa temporizată v_{RT} nu mai variază și rămîne constantă la valoarea tensiunii din terminalul *5*, V_5. Această oprire a variației rampei v_{RT} este realizată de comparatorul C_2 din figura 8.62. Dacă tensiunea v_{RT} care se aplică pe intrarea sa neinversoare tinde să depășească valoarea programată din terminalul *5* aplicată pe intrarea inversoare, atunci comparatorul C_2 acționează asupra blocului rampei de temporizare oprind creșterea lui v_{RT} peste valoarea lui V_5. Scăderea lui v_{RT} sub valoarea V_5 nu este posibilă deoarece în acest caz ieșirea lui C_2 n-ar mai inhiba creșterea lui v_{RT} și aceasta ar varia în continuare cu panta τ_2 (vezi figura 8.60.*a*) pe care o avea imediat după momentul T_2. În acest mod se realizează menținerea tensiunii v_{RT} la valoarea V_5 la orice moment de timp $t > T_3$.

Aceasta este situația de funcționare în regim de stabilizare a turației la o valoare propusă prin divizorul rezistiv din terminalul *5* ce determină o anumită valoare pentru V_5.

În acest regim de funcționare, după ce n_{rot} *real* a atins valoarea lui n_{rot} *propus*, sînt valabile relațiile ce rezultă imediat din (8.39) și (8.40):

$$\left.\begin{aligned} v_{RT} &= V_5, \\ v_4 &= v_{RT}, \\ i_{16} &= 0, \\ v_{16} &= \text{const.}, \\ \varphi &= \text{const.}, \\ n_{rot} &= \text{const.} \end{aligned}\right\} \quad (8.41)$$

Deci turația motorului este determinată de valoarea tensiunii V_5 fixată de divizorul R'_{12} și R'_{13}. Acțiunea de stabilizare a turației este realizată de comparatorul C_2 (care menține v_{RT} egală cu V_5) și de amplificatorul A_1 (care menține v_4 egală cu v_{RT} deci cu V_5) conform celor discutate anterior, prin intermediul convertorului f/V.

4. Funcționarea circuitului *TDA* 1085 **în regim de protecție.**

Blocurile electrice implicate în acest regim de funcționare sînt prezentate în figura 8.63.

Circuitul sesizează prin cele șase blocuri de protecții condițiile improprii funcționării.

Cu excepția blocului de protecție la scurtcircuit și a blocului de protecție la supracomandă în toate celelalte patru cazuri, intrarea în funcționare a protecțiilor are două efecte (figura 8.54):

— anularea tensiunii rampei temporizate, v_{RT}, prin intermediul blocului resetare turație;

— anularea variației rampei de sincronizare v_{RS}, prin fixarea valorii v_{RS} la limita ei superioară (≈ 13 V).

Blocul de *protecție la scurtcircuit* nu are ca efect decît anularea lui v_{RT}, lăsînd rampa de sincronizare, v_{RS}, să funcționeze normal.

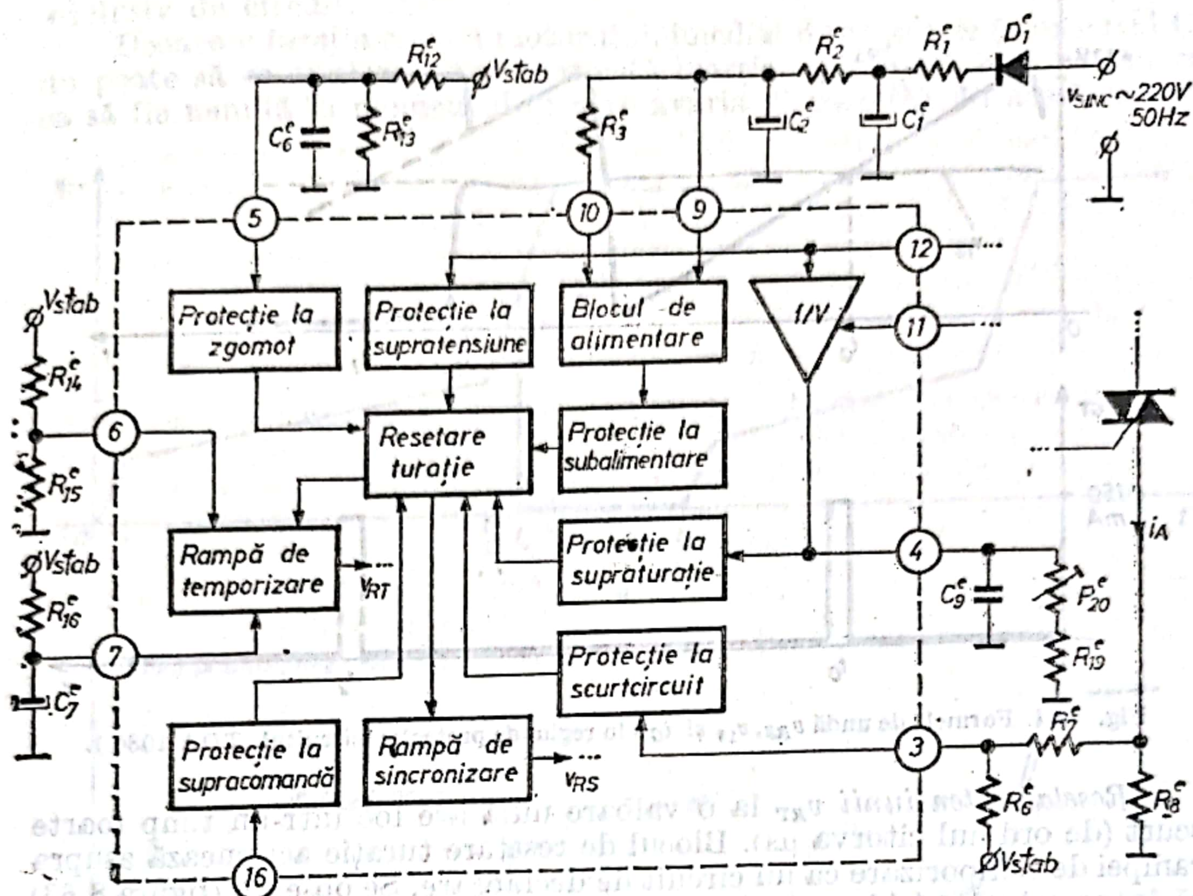


Fig. 8.63. Schema bloc parțială a circuitului *TDA* 1085, pentru funcționarea în regim de protecție.

Acțiunea blocului de *protecție la supracomanda unghiului de conducție*, care poate să apară în terminalul *16*, printr-o tensiune v_{16} mai mare ca o tensiune de prag V_M (figura 8.46) intern fixată, se manifestă printr-o acțiune directă asupra triggerului care blochează generarea impulsului de aprindere. Nu se acționează asupra celor două rampe de tensiune.

În celelalte patru cazuri, acțiunea combinată a celor două rampe de tensiune duce la oprirea generării impulsului de aprindere deoarece anularea lui v_{RT} duce la scăderea rapidă a lui v_{16} iar fixarea rampei v_{RS} la nivelul maxim superior, face imposibilă coincidența celor două tensiuni absolut necesară generării impulsului de aprindere (vezi figura 8.56.*b*). În figura 8.64 se reprezintă situația descrisă mai sus.

La momentul t_1 al apariției avariei, v_{16} devine nul iar v_{RS} se fixează la ≈ 13 V, inhibînd acțiunea comparatorului C_1 (figura 8.54). Ca urmare, impulsul I_{GT} care ar fi trebuit să apară la momentul t_2 nu mai este generat. După dispariția avariei, rampa v_{RS} se restabilește imediat dar rampa v_{RT} intră în regimul de pornire lentă, după cum se arată în continuare. Resetarea lui v_{RT} are loc indiferent de modul de funcționare al circuitului (pornire, stabilizare etc.).

Funcționarea în regim de protecție nu trebuie înțeleasă ca o funcționare separată de celelalte regimuri de lucru descrise mai sus.

Blocurile de protecții sînt active în toate modurile de lucru anterioare, în sensul că sînt gata să intervină în cazurile în care se constată condiții improprii de funcționare normală (ce vor fi comentate în continuare).

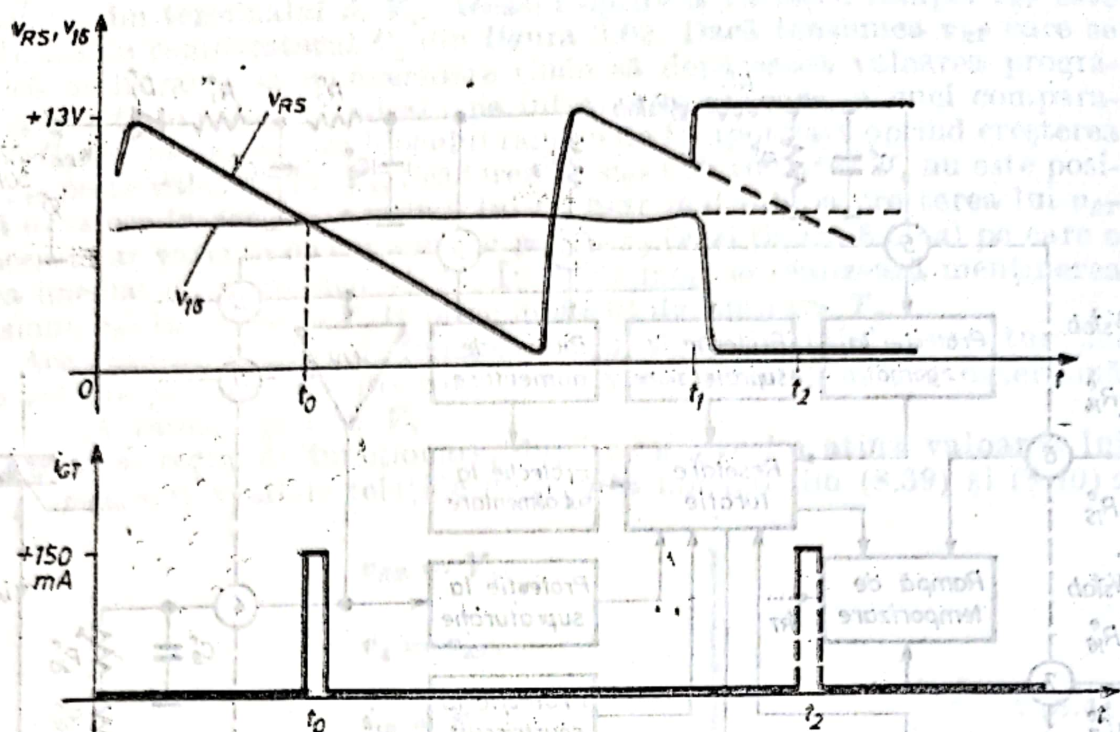


Fig. 8.64. Formele de undă v_{RS}, v_{16} și i_{GT} în regim de protecție (circuitul TDA 1086).

Resetarea tensiunii v_{RT} la o valoare nulă are loc într-un timp foarte scurt (de ordinul cîtorva μs). Blocul de resetare turație acționează asupra rampei de temporizare ca un circuit de declanșare. Se observă (figura 8.63) că între cele două blocuri nu există o buclă de reacție care să regleze fin tensiunea v_{RT} la o valoare stabilă așa cum există de exemplu între rampa de temporizare și amplificatorul A_2 (figura 8.58) sau între rampa de temporizare și comparatorul C_2 (figura 8.62).

Conform relației (8.39), anularea tensiunii v_{RT}, indiferent de valoarea tensiunii v_4 (deci a turației motorului), conduce la o valoare negativă pentru i_{16} și deci la scăderea la zero a tensiunii v_{16} (figura 8.58 sau 8.62). Aceasta produce prin intermediul comparatorului C_1 și al etajului trigger (figura 8.54) o anulare a unghiului de conducție φ deci oprirea generării în continuare a impulsurilor de aprindere. În figura 8.56.*b*, această situație corespunde scăderii la zero a tensiunii v_s (identică cu v_{16}).

Atîta timp cît se menține cauza care a generat acțiunea unuia din blocurile de protecție situația descrisă mai sus rămîne neschimbată ($v_{RT} = 0$, $v_{16} = 0$, $\varphi = 0$, $i_{GT} = 0$).

Dacă „accidentul" dispare și toate blocurile de protecție sînt inhibate, *reluarea funcționării circuitului începe obligatoriu cu funcționarea în regim de pornire lentă*. Aceasta înseamnă că tensiunea v_{RT} nu trece brusc la valoarea pe care o avea înaintea momentului de avarie ci urmează variația din figura 8.60.*a* ca și cum circuitul ar fi fost conectat la rețea imediat după dispariția avariei.

Această funcționare poate fi urmărită în figura 8.65.*a*, unde s-a presupus că avaria a apărut în timpul regimului de pornire la momentul $t_0 \in (T_1, T_3)$ și a durat pînă în momentul t_1. În figura 8.65.*b* se poate urmări variația corespunzătoare a unghiului de aprindere, deci a turației *propuse*

pentru motor. Trebuie remarcat că toată această funcţionare are loc fără nici o intervenţie din exteriorul schemei de aplicaţie. Ea este dictată exclusiv de circuit.

Deoarece *turaţia reală* a motorului, imediat după avarie (momentul t_0). nu poate să se anuleze brusc (datorită inerţiei mecanice), este posibil ca ea să fie nenulă în momentul în care avaria dispare (t_1). În acest caz, ea

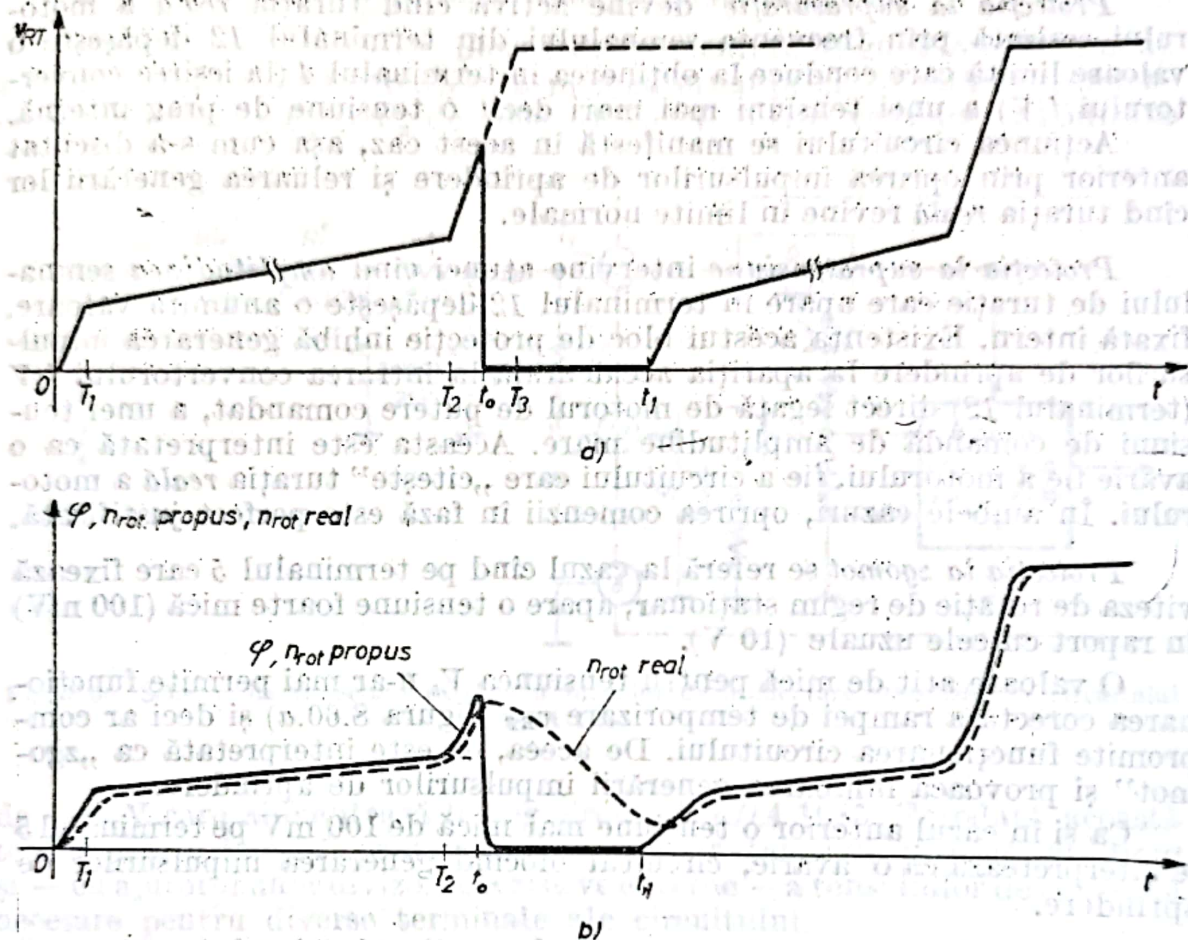


Fig. 8.65. Formele de undă caracteristice funcţionării în regim de protecţie a circuitului *TDA* 1085.

nu mai trebuie să scadă la zero. Cînd are loc coincidenţa valorii reale a turaţiei (în scădere) cu aceea a valorii propuse (în creştere) se petrece două turaţii conform celor descrise în funcţionarea în regim de pornire. Situaţia este reprezentată cu linie punctată în figura 8.65.*b*.

În continuare vom prezenta *situaţiile în care intră în funcţiune blocurile de protecţie.*

Trebuie precizat că blocul de resetare turaţie (figura 8.64) realizează o funcţie logică *SAU* între acţiunile diverselor blocuri de protecţie. Deci reluarea funcţionării cu variaţia normală, începînd de la valoarea zero a tensiunii v_{RT} şi începutul regimului de pornire lentă, are loc după ce au dispărut toate cauzele de avarie în caz că au fost mai multe.

Protecţia la subalimentare are loc cînd tensiunea de intrare, filtrată, în terminalul *9* scade sub valoarea de aproximativ 18 V ceea ce face ca stabilizarea tensiunii de alimentare a circuitului, $V_{stab} = 17$ V, să nu

mai fie asigurată. Deoarece multe din pragurile interne de tensiune se obţin direct din V_{stab}, funcţionarea fără o tensiune stabilizată în terminalul *9* nu este sigură. Aceasta este raţiunea pentru care există blocul de protecţie la subalimentare (figura 8.54 şi figura 8.64).

Protecţia la supraturaţie devine activă cînd turaţia *reală* a motorului sesizată prin frecvenţa semnalului din terminalul *12* depăşeşte o valoare limită care conduce la obţinerea în terminalul *4* (la ieşirea convertorului f/V) a unei tensiuni mai mari decît o tensiune de prag internă.

Acţiunea circuitului se manifestă în acest caz, aşa cum s-a discutat anterior prin oprirea impulsurilor de aprindere şi reluarea generării lor cînd turaţia *reală* revine în limite normale.

Protecţia la supratensiune intervine atunci cînd *amplitudinea* semnalului de turaţie care apare în terminalul *12* depăşeşte o anumită valoare, fixată intern. Existenţa acestui bloc de protecţie inhibă generarea impulsurilor de aprindere la apariţia accidentală la intrarea convertorului f/V (terminalul *12*) direct legată de motorul de putere comandat, a unei tensiuni de comandă de amplitudine mare. Aceasta este interpretată ca o avarie fie a motorului, fie a circuitului care „citeşte" turaţia *reală* a motorului. În ambele cazuri, oprirea comenzii în fază este perfect justificată.

Protecţia la zgomot se referă la cazul cînd pe terminalul *5* care fixează viteza de rotaţie de regim staţionar, apare o tensiune foarte mică (100 mV) în raport cu cele uzuale (10 V).

O valoare atît de mică pentru tensiunea V_5 n-ar mai permite funcţionarea corectă a rampei de temporizare v_{RT} (figura 8.60.*a*) şi deci ar compromite funcţionarea circuitului. De aceea, ea este interpretată ca „zgomot" şi provoacă inhibarea generării impulsurilor de aprindere.

Ca şi în cazul anterior o tensiune mai mică de 100 mV pe terminalul *5* se interpretează ca o avarie, circuitul blocînd generarea impulsurilor de aprindere.

Protecţia la scurtcircuit în circuitul anodic al triacului acţionează atunci cînd se depăşeşte o valoare limită fixată pentru i_A. Acest curent $i_{A\,max}$ se „citeşte" cu ajutorul unei rezistenţe mici (de ordinul mΩ), R_8^e (figura 8.64). Tensiunea care apare în terminalul *3* poate declanşa resetarea turaţiei, dacă se depăşeşte un prag intern.

Protecţia la supracomandă. Supracomanda unghiului de conducţie se manifestă prin apariţia pe terminalul *16* a unei tensiuni v_{16} mai mari decît o tensiune internă de prag V_M (vezi figura 8.70 şi blocul trigger).

Aceasta poate să provină fie din aplicarea *directă* pe terminalul *16* a unei tensiuni externe mari (în modul de funcţionare ca circuit de comandă prin fază cu bucla de reacţie întreruptă fie prin dimensionarea eronată a grupului de componente externe de la ieşirea amplificatorului de transconductanţă A_1 (figura 8.54).

Acţiunea acestei protecţii se manifestă prin scăderea tensiunii la intrarea neinversoare a comparatorului C_1 şi deci oprirea generării impulsului de aprindere.

Precizăm încă odată că acţiunea blocurilor de protecţie conduce invariabil la oprirea generării impulsurilor de aprindere ale triacului *Th* pe toată durata menţinerii avariei constatate, şi reluarea funcţionării nor-

male cu regimul de pornire lentă după înlăturarea avariei. Deci, circuitul *TDA* 1085 *nu poate deconecta* de la rețea nici motorul și nici triacul (ca măsură extremă de protecție).

Blocurile electronice de interfațare cu utilizatorul

● *Blocul de alimentare stabilizată (terminalele 9, 10)*

Funcția îndeplinită de blocul de alimentare (figura 8.66) este de a transforma tensiunea redresată monoalternanță și filtrată de condensatoarele externe C_1^e și C_2^e de 1000 μF/25 V într-o tensiune stabilizată

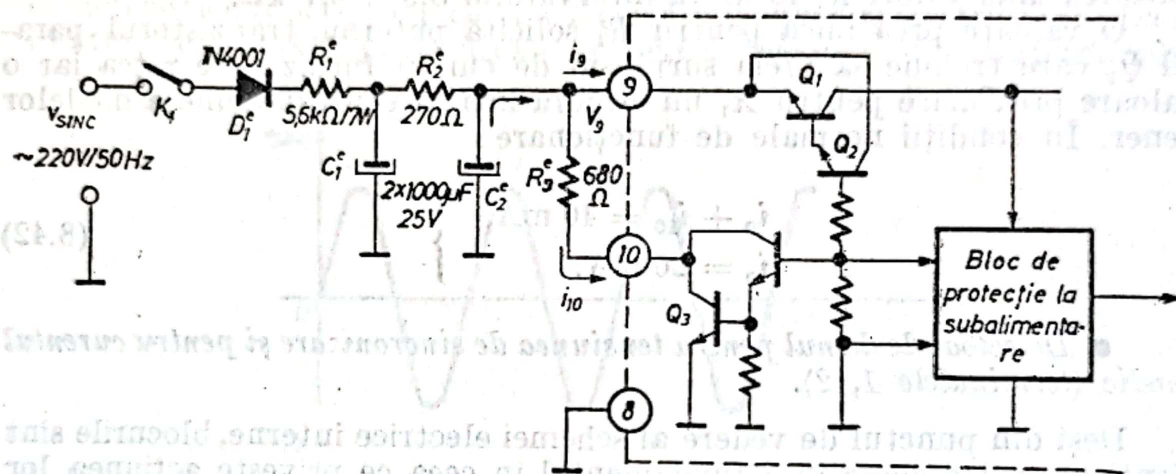


Fig. 8.66. Schema de conectare externă a blocului de alimentare stabilizată a circuitului *TDA* 1085.

de +17 V care alimentează întreg circuitul *TDA* 1085. Totodată această tensiune este folosită pentru obținerea unor tensiuni interne de prag și — cu ajutorul unor divizoare rezistive externe — a tensiunilor de comandă necesare pentru diverse terminale ale circuitului.

Dioda D_1^e realizează redresarea monoalternanță, grupul C_1^e, C_2^e, R_2^e constituie un filtru π de netezire iar rezistența de putere R_1^e joacă rolul unei rezistențe de balast care preia practic toată tensiunea rețelei de c.a.

Blocul de alimentare *este un stabilizator de tensiune de tip paralel*; tranzistoarele Q_1, Q_2 sînt conectate ca diode Zener de cîte 7,8 V fiecare iar Q_3 este tranzistorul regulator paralel care preia prin R_3^e surplusul de curent furnizat circuitului de către rețea.

Curentul i_9 consumat de circuit prin terminalul *9* este de aproximativ 20 mA în lipsa impulsului de aprindere și de aproximativ 170 mA în timpul generării impulsului de aprindere (care durează circa 80 μs). Curentul suplimentar de 150 mA necesar în momentul generării impulsului de aprindere i_{GT} nu poate proveni direct din rețeaua de c.a. datorită limitării produse de R_1^e de 5,6 kΩ. Acest curent de aprindere este preluat din condensatorul C_2^e pe durata mică a impulsului de comandă a triacului. Pentru ca tensiunea stabilizată în terminalul *9* să nu scadă semnificativ, valorile condensatoarelor C_1^e și C_2^e sînt relativ mari.

Blocul de protecție la subalimentare, legat direct de funcționarea blocului de alimentare stabilizată, sesizează faptul că tensiunea stabilizată V_9 a scăzut sub 17 V și inhibă generarea impulsurilor i_{GT} conform celor discutate la prezentarea funcționării în regim de protecție.

Trebuie observat că este posibil ca pentru valorile tipice ale componentelor externe indicate în figura 8.66 circuitul, datorită diferitelor dispersii tehnologice, să nu intre în regim de alimentare stabilizată și ca urmare generarea impulsurilor de aprindere să fie inhibată de blocul de protecție. Această situație poate fi evitată prin modificarea valorii lui R_1^e astfel încît să se asigure curentul i_9 și tensiunea V_9 necesare intrării în funcțiune a diodelor Zener reprezentate de Q_1 și Q_2. Nu se recomandă folosirea unei valori R_1^e în afara intervalului 3,9...6,7 kΩ.

O valoare prea mică pentru R_1^e solicită puternic tranzistorul paralel Q_3 care trebuie să preia surplusul de curent furnizat de rețea iar o valoare prea mare pentru R_1^e nu asigură intrarea în funcțiune a diodelor Zener. În condiții normale de funcționare:

$$\left.\begin{aligned} i_9 + i_{10} &= 40\ \text{mA}, \\ i_9 &= 20\ \text{mA}. \end{aligned}\right\} \tag{8.42}$$

- *Detectoarele de nul pentru tensiunea de sincronizare și pentru curentul anodic (terminalele 1, 2).*

Deși din punctul de vedere al schemei electrice interne, blocurile sînt identice, se deosebesc însă fundamental în ceea ce privește acțiunea lor asupra logicii de condiționare și generare a impulsului de aprindere.

În figura 8.67 sînt prezentate componentele externe necesare funcționării acestor blocuri electrice.

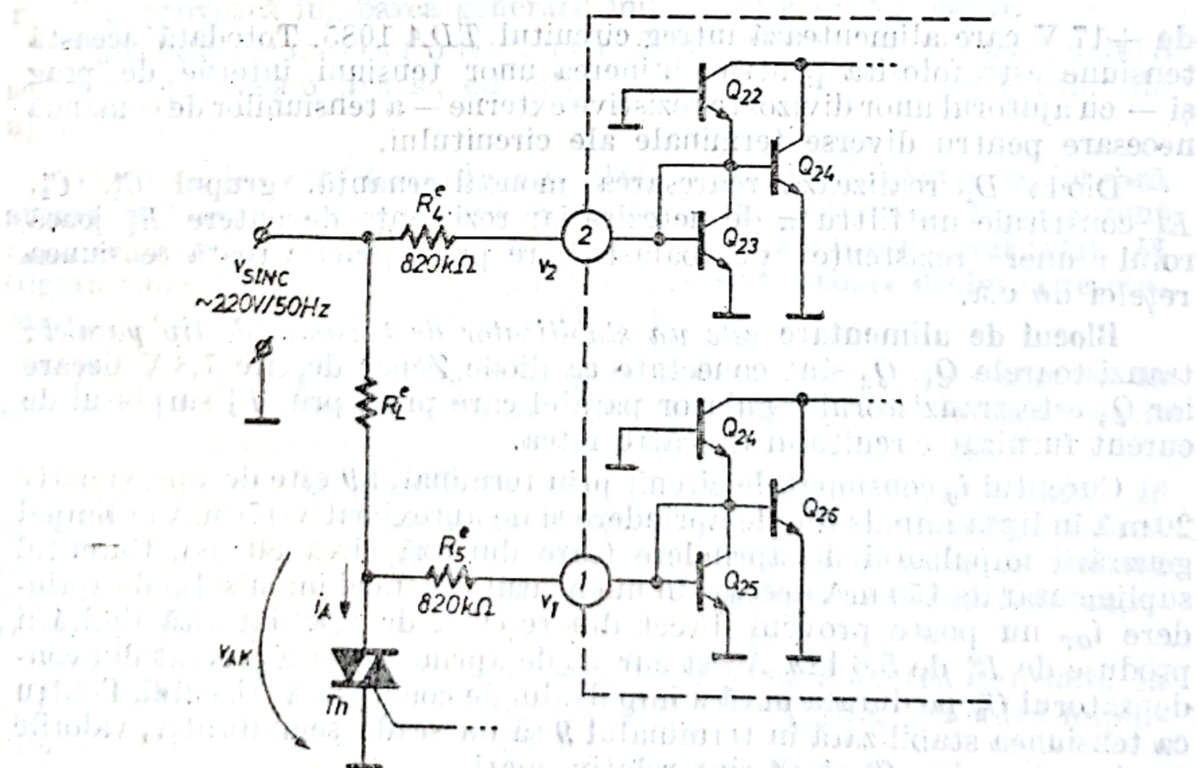


Fig. 8.67. Schema de conectare externă a blocurilor detectoarelor de nul ale circuitului *TDA* 1085.

La terminalul *2* se află conectat detectorul de nul al tensiunii de sincronizare iar la terminalul *1* se află conectat detectorul de nul al curentului anodic al triacului *Th*. Rezistențele externe, necritice, R_4^e și R_5^e, de cîte 820 kΩ fiecare, au rolul de a asigura curenții de bază necesari deschiderii tranzistoarelor Q_{22}, Q_{23} sau Q_{24}, Q_{25}. Modul de conectare a tranzistoarelor $Q_{22} \div Q_{25}$ determină în terminalele *1* și *2* două forme de undă aproximativ dreptunghiulare limitate în amplitudine la $\pm V_{BE}$ și decalate sau nu pe axa timpului în funcție de caracterul inductiv al sarcinii R_L. Aceasta determină întîrzierea momentului anulării curentului anodic față de momentul anulării tensiunii anodice.

În figura 8.68 sînt reprezentate formele de undă v_{SINC}, v_2, i_A, v_1 caracteristice funcționării corecte a celor două blocuri electrice. Se observă că atunci cînd $i_A = 0$, pe R_L^e nu există cădere de tensiune și practic terminalul *1*

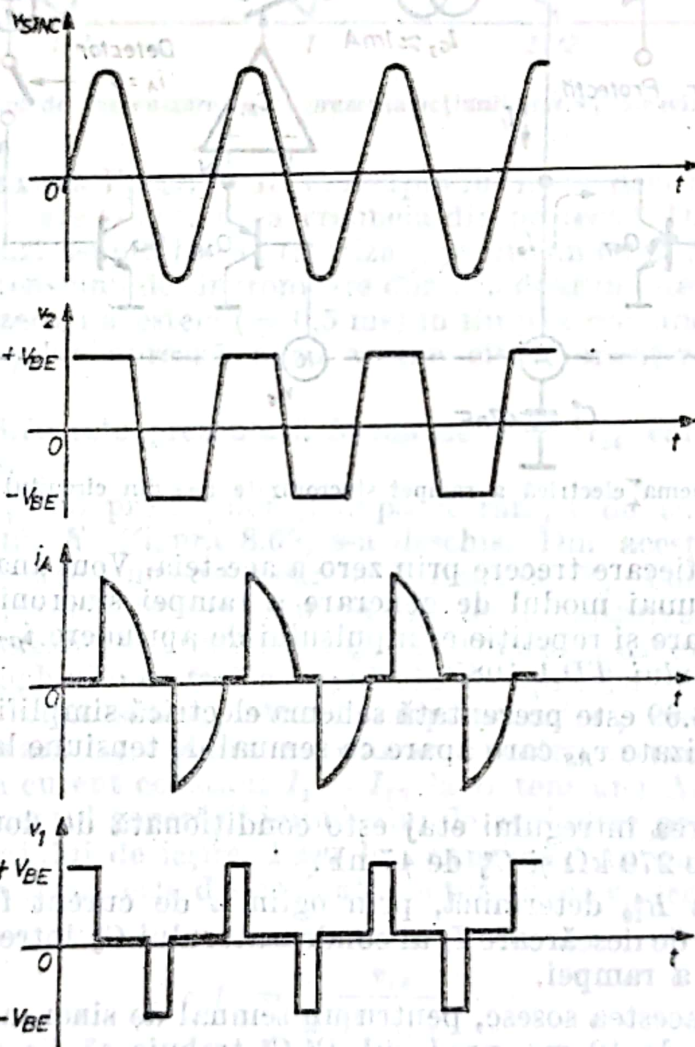


Fig 8.68. Formele de undă caracteristice detectoarelor de nul (circuitul TDA 1085)

este conectat ca și terminalul *2* la tensiunea de sincronizare. Cînd $i_A \neq 0$, triacul este deschis și tensiunea mică v_{AK} ($= 2$ V) nu permite furnizarea prin rezistența R_5^e de 820 kΩ a curentului necesar deschiderii lui Q_{25}.

● *Blocul rampă de sincronizare (terminalele 14, 15, 16).*

Semnalul rampă de sincronizare, V_{RS}, este necesar oricărui circuit de comandă în fază a aprinderii triacelor/tiristoarelor. Rampa v_{RS} este o rampă descrescătoare, declanşată de detectorul de nul al tensiunii de

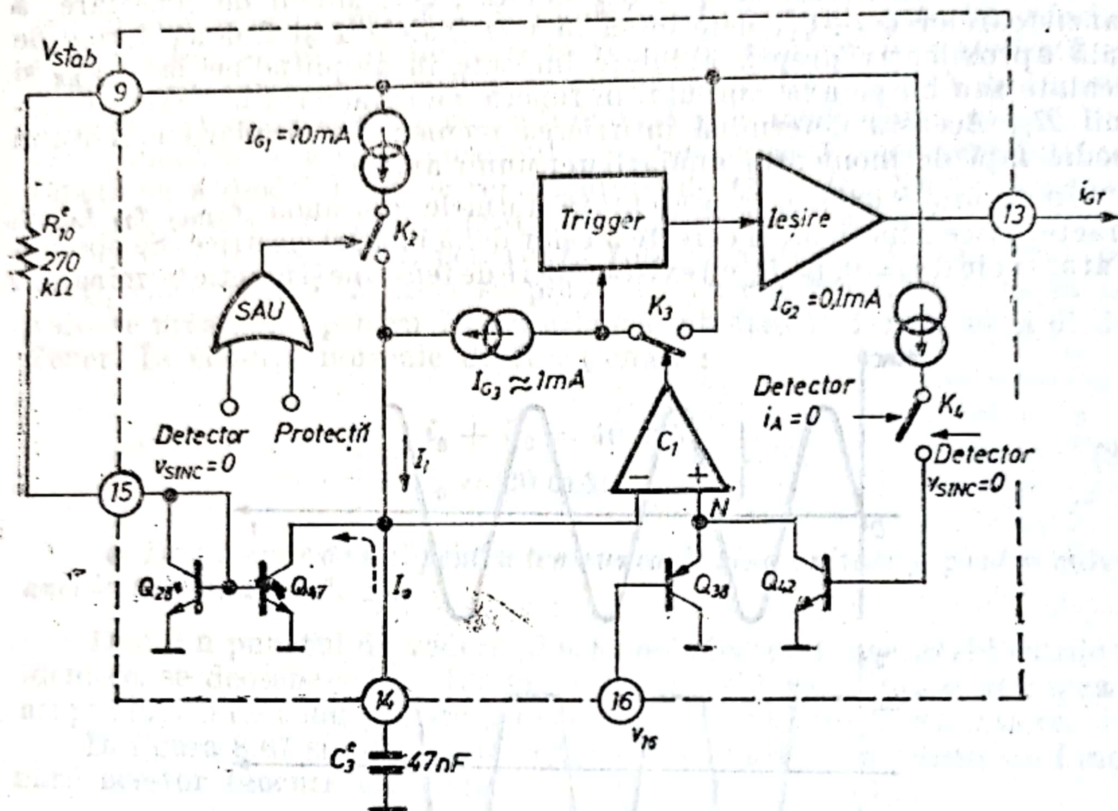


Fig. 8.69. Schema electrică a rampei sincronizate v_{RS} din circuitul *TDA* 1085.

sincronizare la fiecare trecere prin zero a acesteia. Vom analiza în cele ce urmează nu numai modul de generare a rampei sincronizate v_{RS} ci şi logica de generare şi repetiţie a impulsului de aprindere i_{GT}, *caracteristică specifică circuitului TDA* 1085.

În figura 8.69 este prezentată schema electrică simplificată a blocului rampei sincronizate v_{RS} care apare ca semnal de tensiune la terminalul *14* al circuitului.

Funcţionarea întregului etaj este condiţionată de două componente externe : R^e_{10} de 270 kΩ şi C^e_3 de 47 nF.

Rezistenţa R^e_{10} determină, prin oglinda de curent formată de Q_{28} şi Q_{47}, curentul de descărcare I_0 al condensatorului C^e_3 între două impulsuri de declanşare a rampei.

Deoarece acestea sosesc, pentru un semnal de sincronizare de 50 Hz, la un interval de 10 ms, produsul $R^e_{10}C^e_3$ trebuie să fie egal cu 10 ms. Dacă circuitul se sincronizează cu un semnal v_{SINC} cu o altă frecvenţă f_{SINC}, atunci este necesar ca :

$$R^e_{10}C^e_3 = \frac{1}{2 f_{SINC}}. \tag{8.43}$$

Funcţionarea acestui bloc electric se bazează pe acţiunea combinată a comutatoarelor K_2, K_3, K_4 conform logicii descrise în continuare. La fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare v_{SINC}, detectorul de tensiune de sincronizare nulă închide K_2 activînd generatorul I_{G1} de 10 mA, care încarcă rapid capacitatea C_3^e cu un curent constant $I_1 = I_{G1}$

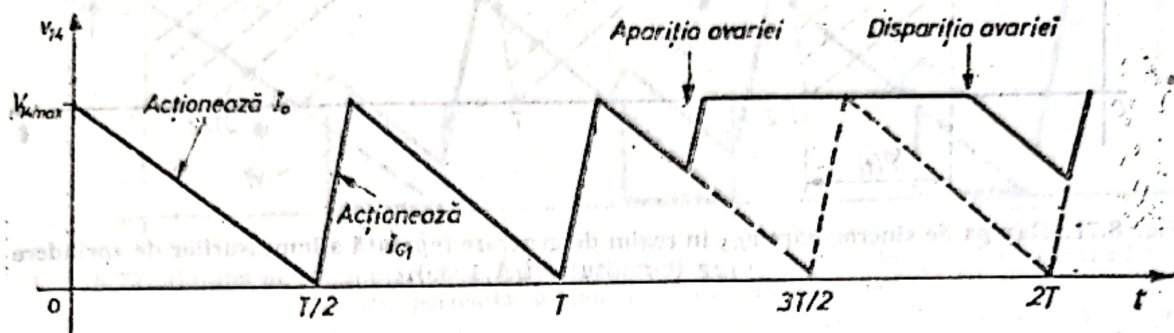


Fig. 8.70. Rampa de sincronizare v_{RS} în prezenţa acţiunii protecţiilor (circuitul *TDA* 1085).

la o tensiune maximă $V_{14\ max} = 13$ V. Asupra lui K_2 (şi deci asupra lui I_{G1}) aceeaşi acţiune o are şi activarea vreuneia din protecţii. Diferenţa dintre cele două comenzi asupra lui K_2 (realizate printr-un circuit *SAU*) este că aceea datorată tensiunii de sincronizare durează doar în intervalul de timp de trecere prin zero a acesteia ($= 0{,}5$ ms) în timp ce comanda produsă de acţiunea protecţiilor durează atîta vreme cît se menţine avaria ce a declanşat-o.

În figura 8.70 este prezentată forma de undă v_{14} care exemplifică cele de mai sus.

În lipsa acţiunii protecţiilor şi după ce rampa de sincronizare v_{RS} a fost declanşată, K_2 (figura 8.69) s-a deschis. Din acest moment, C_3^e începe să se descarce lent cu un curent I_0 fixat de R_{10}^e. Comparatorul C_1 are la intrarea inversoare chiar rampa v_{RS}, iar la intrarea neinversoare (nodul *N*) prin intermediul bufferului Q_{38}, tensiunea v_{16} care este tensiunea de comandă a unghiului de fază a impulsului de aprindere i_{GT} (vezi figura 8.54). Cînd v_{RS} scade sub v_{16} atunci comparatorul C_1 închide comutatorul K_3 şi activează $I_{G3} \approx 1$ mA care încarcă pentru un timp scurt capacitatea C_3^e cu un curent constant $I_1 = I_{G3}$ la o tensiune $\Delta v_{14} \approx 300$ mV. Acesta este momentul generării impulsului de aprindere prin intermediul triggerului şi etajului de ieşire. Faza lui, exprimată în unităţi de timp, după cum am precizat, este determinată de tensiunea v_{16}, conform relaţiei

$$\varphi(t) = \frac{T}{2} \frac{v_{16}}{V_{14\ max}}, \qquad (8.44)$$

unde T este perioada semnalului de sincronizare.

În figura 8.71 se reprezintă rampa de sincronizare v_{RS} în regim de generare a impulsurilor de aprindere i_{GT}. Intervalul de timp în care K_3 este închis şi I_{C3} este activat reprezintă durata t_p a impulsului de aprindere i_{GT}. Se observă că după ce K_3 s-a deschis, C_3^e revine la regimul de descărcare la curentul constant I_0. Se observă din figura 8.71 că după deschiderea lui K_3 şi reluarea descărcării, semnalul v_{14}, descrescător, întîlneşte iarăşi nivelul tensiunii de comparaţie v_{16}. Evident, procesul

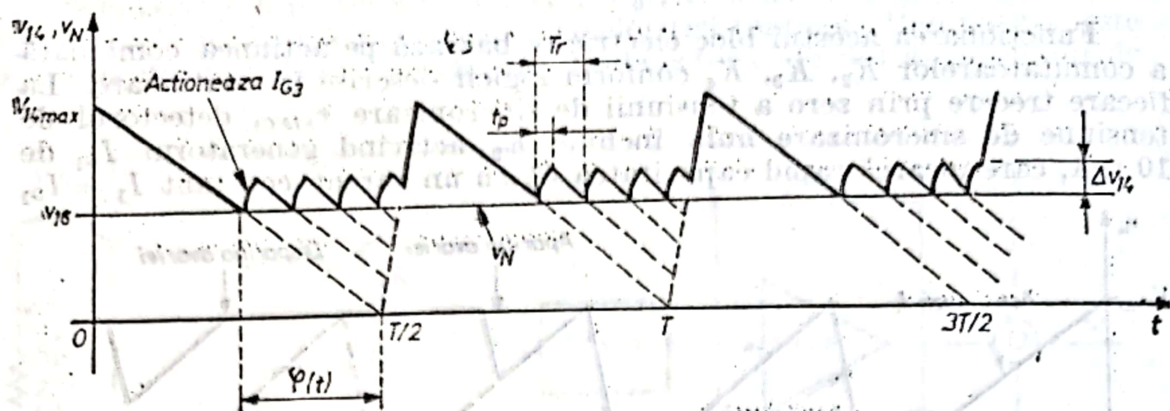


Fig. 8.71. Rampa de sincronizare v_{RS} în regim de generare repetată a impulsurilor de aprindere i_{GT} (circuitul *TDA* 1085).

descris mai sus se reia şi are loc o nouă generare a impulsului de aprindere i_{GT} (prin închiderea din nou a lui K_3 etc.). Sîntem în situaţia în care pe intervalul unei semiperioade $(0, T/2)$ se generează mai multe impulsuri de aprindere.

Acesta este *regimul de funcţionare cu repetiţia impulsului de aprindere*, caracteristic circuitului *TDA* 1085. Durata t_p şi perioada de repetiţie T_r a impulsului de aprindere sînt fixate intern şi nu pot fi modificate de componentele externe utilizate. Valorile tipice sînt

$$t_r = 80\ \mu s,$$

$$T_r = 200\ \mu s.$$

El apare numai în situaţia în care comutatorul K_4 rămîne deschis şi generatorul $I_{G2} = 0{,}1$ mA rămîne neactivat (figura 8.69). Se observă că acest comutator K_4 este închis de detectorul de nul al curentului anodic ($i_A = 0$) care sesizează deschiderea sau nu a triacului în urma generării impulsului de aprindere. Dacă triacul nu se aprinde, K_4 rămîne deschis şi se generează un nou impuls i_{GT} etc. Dacă triacul se aprinde, atunci K_4 se închide şi generatorul I_{G2} activat, produce saturarea lui Q_{42} şi aducerea la zero a tensiunii din nodul N (intrarea neinversoare a comparatorului C_1) indiferent de valoarea tensiunii v_{16}. Coborîrea la zero a tensiunii în nodul N după generarea impulsului de aprindere semnifică aprinderea triacului. Rampa descrescătoare v_{14}, aplicată pe intrarea inversoare a lui C_1, poate continua nestingherită deoarece comparatorul C_1 este blocat şi comutatorul K_3 rămîne deschis.

Aceasta este situaţia unei funcţionări normale, cu un singur impuls de aprindere, generat pentru fiecare semiperioadă. Rampa v_{RS} în această situaţie este prezentată în figura 8.72. Se observă cum, după apariţia impulsului de aprindere, în intervalul t_p, are loc aprinderea triacului şi coborîrea la zero a tensiunii nodului N. Deoarece noua semialternanţă trebuie să găsească din nou nivelul de comparaţie impus de v_{16} (pentru generarea următorului impuls de aprindere), comutatorul K_4 trebuie dezactivat. Astfel tranzistorul Q_{42} se blochează şi în nodul N reapare

tensiunea v_{16} pentru comparaţia cu v_{14}. Această funcţie este realizată de detectorul de nul al tensiunii de sincronizare $v_{SINC} = 0$ care deschide pe K_4 la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare.

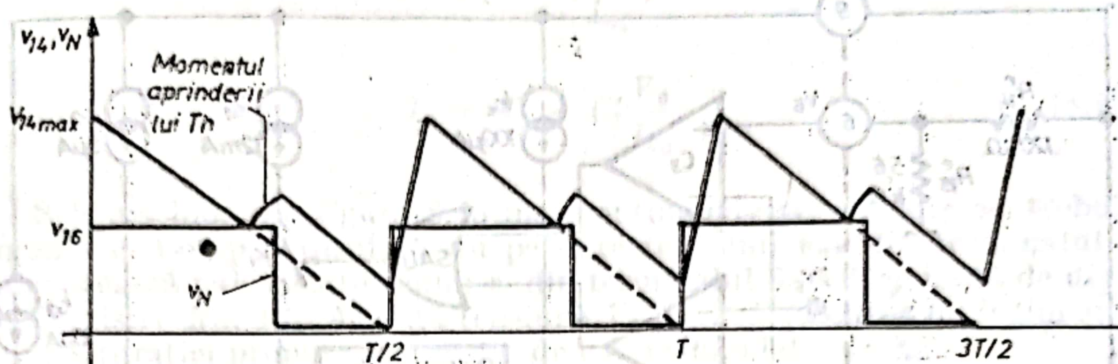


Fig. 8.72. Rampa de sincronizare v_{RS} cu generarea cîte unui impuls de aprindere pentru fiecare semiperioadă a tensiunii de sincronizare.

Încadrarea acestui bloc electric în funcţionarea globală a circuitului se poate face cu ajutorul figurilor 8.56 şi 8.57 comentate la prezentarea diferitelor moduri de lucru ale circuitului *TDA* 1085.

● *Rampa de temporizare (terminalele 5, 6, 7)*

Blocul electric al rampei de temporizare v_{RT}, intervine în funcţionarea circuitului în două situaţii :

— în modul de *funcţionare cu pornire lentă* a motorului de c.a.
— în modul de *funcţionare în regim de protecţii.*

Rolul rampei de temporizare este acela de a nu permite în momentul iniţial al conectării la reţea a circuitului *TDA* 1085 (prin închiderea lui K_1 din figura 8.66) sau după o întrerupere provocată de o avarie aplicarea unei tensiuni mari pe terminalul *16* al circuitului.

Aceasta ar conduce la o tensiune v_{16} mare şi conform celor discutate anterior (vezi şi relaţia 8.44) la un unghi mare de fază. Acestui unghi de fază ar trebui să-i corespundă o turaţie mare a motorului aflat însă în repaus. Este posibil ca motorul, datorită sarcinii mecanice mari, să nu-şi poată realiza funcţia.

Blocul de temporizare, care intră în funcţiune odată cu conectarea la reţea a circuitului *TDA* 1085, realizează creşterea lentă a unghiului de fază φ de la valoarea 0 la valoarea de regim staţionar în cîteva zeci de secunde (perioada este programabilă prin componentele externe folosite).

Acţiunea blocului temporizator asupra tensiunii v_{16} nu este directă ci prin intermediul unui bloc intern A_1 — amplificator de transconductanţă (figura 8.54).

Prin intermediul blocului A_1 precum şi al convertorului f/V ce va fi comentat ulterior, se închide bucla de stabilizare a turaţiei propusă prin tensiunea rampei sincronizate v_{RT} şi sesizată prin tensiunea v_4 de la ieşirea convertorului f/V. Cele două tensiuni v_{RT} şi v_4 reprezentînd turaţia propusă respectiv turaţia curentă a motorului, se aplică la intrările amplificatorului de transconductanţă A_1 (figura 8.54) determinînd tensiunea v_{16} de comandă a fazei unghiului de aprindere a triacului şi deci a puterii disipate pe motor.

Schema electrică simplificată a rampei temporizate este dată în figura 8.73.

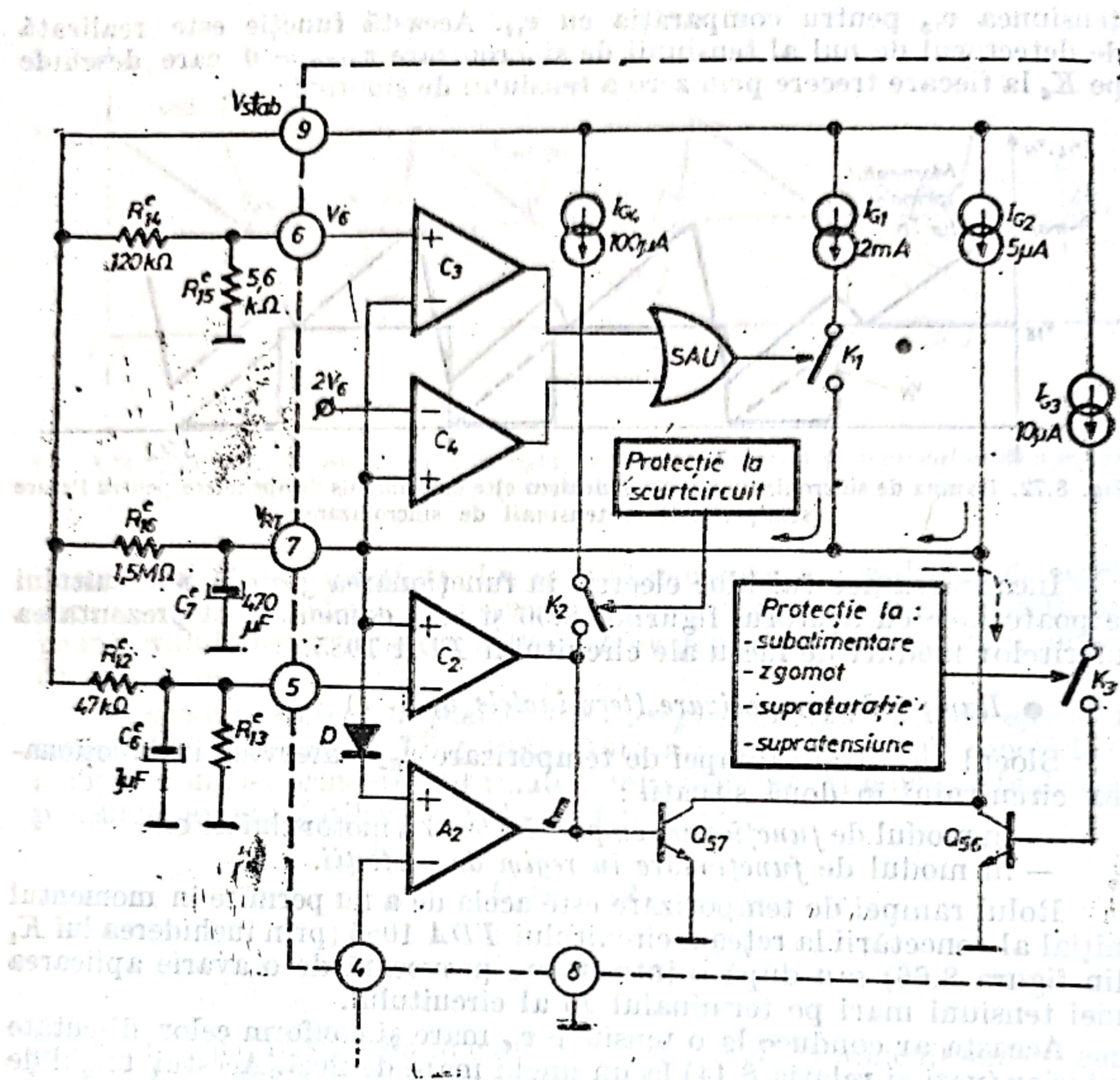


Fig. 8.73. Schema electrică a rampei de temporizare din circuitul *TDA* 1085.

Rolul principal în definirea rampei v_{RT} îl au generatoarele de curent $I_{G1} = 2$ mA și $I_{G2} = 5$ μA și condensatorul C^e_7 care se încarcă la curent constant cînd cu I_{G1} cînd cu I_{G2}.

Funcționarea acestui bloc electric care produce la terminalul 7 semnalul rampă temporizată v_{RT} este următoarea. Rezistențele externe R^e_{14} și R^e_{15} determină tensiunea v_6 :

$$V_6 = \frac{R^e_{15}}{R^e_{14} + R^e_{15}} V_{stab} \,. \qquad (8.45)$$

Aceasta determină intern un prag de tensiune de $2V_6$. Comparatoarele C_3 și C_4 conectate la un circuit *SAU* închid comutatorul K_1 cînd tensiunea v_7 este mai mică decît v_6 sau mai mare decît $2V_6$.

Închiderea lui K_1 produce încărcarea lui C^e_7 cu curentul constant $I_{G1} = 2$ mA. Cînd v_7 se află cuprins între V_6 și $2V_6$, K_1 este deschis și C^e_7 se încarcă lent cu un curent foarte mic $I_{G2} = 5$ μA.

Rezultă o variaţie în timp ca cea din figura 8.74 în care valorile de timp T_1, T_2 se determină cu relaţiile :

$$T_1 = C_7^e \frac{V_6}{I_{G1}}, \tag{8.46}$$

$$T_2 = T_1 + C_7^e \frac{V_6}{I_{G2}}. \tag{8.47}$$

Schema bloc din figura 8.73 mai conţine cîteva elemente ce trebuie comentate. Comparatorul C_2 nu permite tensiunii v_{RT} din terminalul *7* să depăşească valoarea tensiunii v_5 din terminalul *5*, determinată de divizorul rezistiv R_{12}^e, R_{13}^e. Această tensiune V_5 fixează valoarea de regim staţionar a turaţiei propuse motorului de c.a. comandat.

Comparatorul C_2 menţine v_7 egal cu V_5 prin intermediul tranzistorului Q_{57} care poate să descarce pe C_7^e dacă $v_7 > V_5$. Revenind la figura 8.74 se poate spune că la momentul T_3, determinat cu relaţia

$$T_3 = T_2 + C_7^e \frac{V_5 - 2V_6}{I_{G1}}, \tag{8.48}$$

circuitul *TDA* 1085 *trece din regimul de pornire lentă în regimul de stabilizare a turaţiei motorului la turaţia propusă prin* V_5. Într-adevăr, pentru $t > T_3$, $v_7 = V_5$ şi la intrarea neinversoare a amplificatorului de transconductanţă A_1 (figura 8.54) se aplică tensiunea V_5. La ieşirea acestui amplificator (terminalul 16) se obţine o tensiune constantă numai dacă la intrările amplificatorului tensiunile sînt egale adică $v_4 = V_5$. Deci în regim de stabilizare turaţia reală a motorului este egală cu cea propusă prin V_5.

Amplificatorul A_2 din figura 8.73 are rolul de a nu permite o tensiune echivalentă de ofset între terminalul *7* şi *4* mai mare decît +0,65 V. Dacă există această tentativă, atunci A_2 (prin intermediul lui Q_{57}) produce descărcarea lui C_7^e şi deci scăderea lui v_7, adică întreruperea evoluţiei normale a rampei v_{RT} din figura 8.74. Rolul acestei protecţii a fost prezentat odată cu regimul de pornire lentă (figura 8.61).

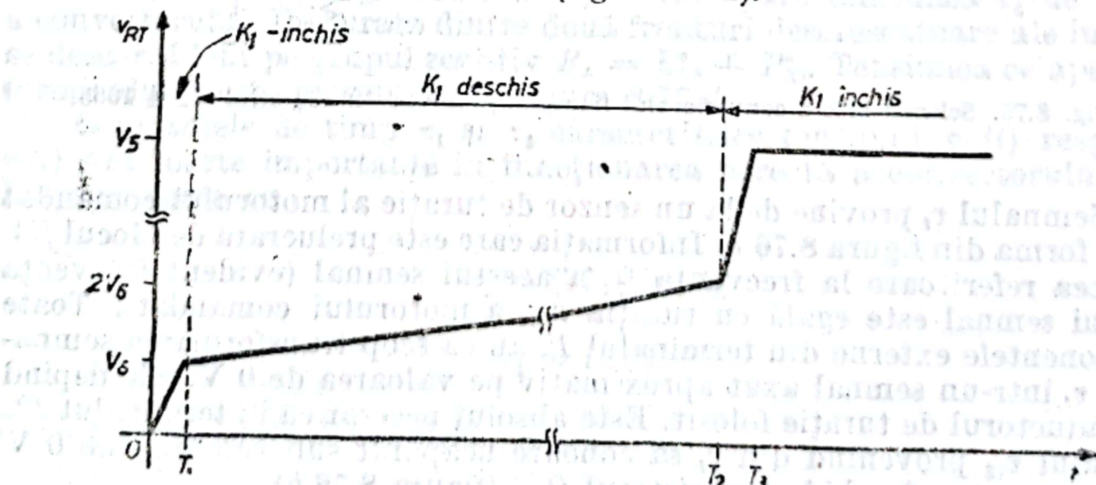


Fig. 8.74. Forma de undă a rampei temporizate v_{RT} din terminalul *7* al circuitului *TDA* 1085.

În sfîrșit, tranzistorul Q_{56} din figura 8.73 este activat de acțiunea protecțiilor prin închiderea lui K_3 și produce descărcarea rapidă a condensatorului C_5^e. Reluarea funcționării se face cu regimul de pornire lentă prezentat anterior. Protecția la scurtcircuit în circuitul anodic al triacului și depășirea curentului anodic maxim admis este sesizată de blocul de protecție corespunzător care acționează asupra lui K_2 și prin intermediul generatorului de curent I_{G4} saturează tranzistorul Q_{57} provocînd descărcarea rapidă a lui C_5^e.

• *Convertorul frecvență — tensiune* (*f/V*) (*terminalele 4, 11, 12*)

Convertorul *f/V* din circuitul *TDA* 1085 este un bloc bine individualizat avînd ca intrare terminalul *12* și ca ieșire terminalul *4*. Schema electrică simplificată este prezentată în figura 8.75.

Fig. 8.75. Schema bloc a convertorului frecvență/tensiune din circuitul *TDA* 1085.

Semnalul v_t provine de la un senzor de turație al motorului comandat și are forma din figura 8.76.*a*. Informația care este prelucrată de blocul *f/V* este cea referitoare la frecvența f_{12} a acestui semnal (evident frecvența acestui semnal este egală cu turația n_{rot} a motorului comandat). Toate componentele externe din terminalul *12* au ca scop transformarea semnalului v_t într-un semnal axat aproximativ pe valoarea de 0 V. Ele depind de traductorul de turație folosit. Este absolut necesar ca în terminalul *12*, semnalul v_{12} provenind din v_t să coboare neapărat sub valoarea de 0 V pentru a putea deschide tranzistorul Q_{103} (figura 8.76.*b*).

Dacă se realizează această condiție, atunci în baza tranzistorului Q_{107}, se formează semnalul v_{IN} (figura 8.76.*c*) care are aceeași frecvență f_{12} cu a semnalului v_t.

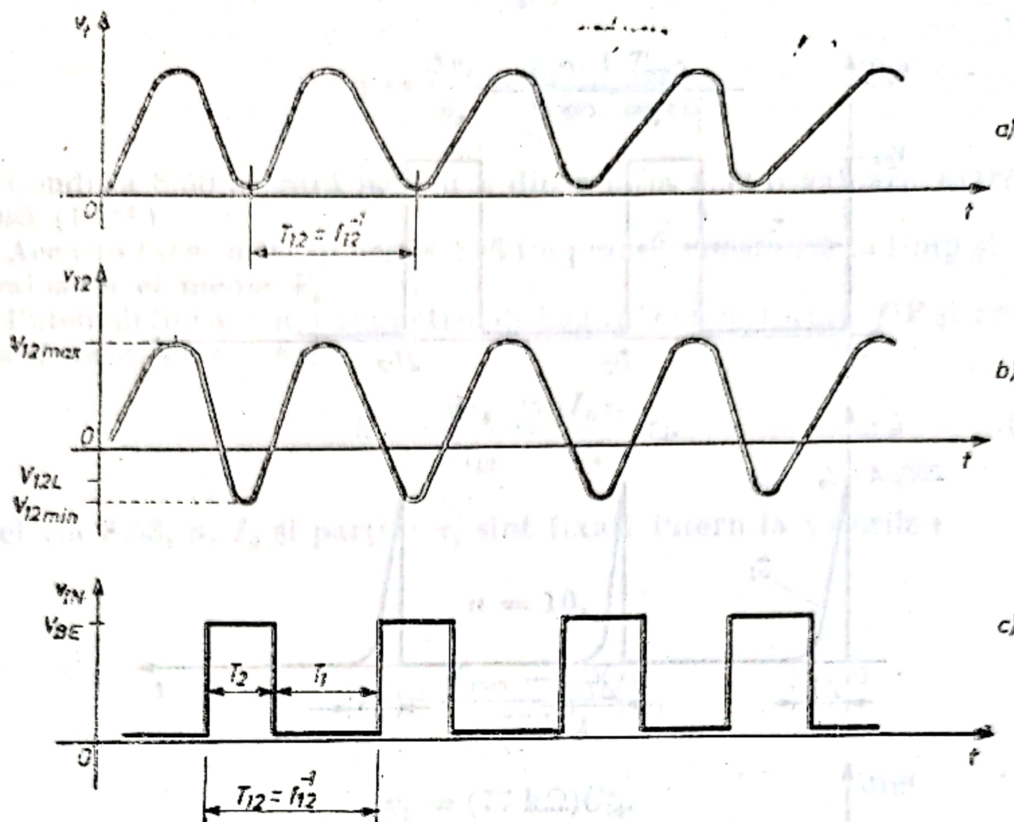


Fig. 8.76. Formele de undă caracteristice etajului de intrare al convertorului *f/V* (circuitul *TDA* 1085).

Funcţionarea, în continuare, se bazează pe încărcarea condensatorului C_{10}^e conectat la terminalul *11* cu un curent (variabil) i_0 la fiecare front descrescător al lui v_{IN} şi descărcarea lui cu un curent i_1 prin tranzistorul Q_{107} la fiecare front crescător al lui v_{IN} (figura 8.77.*a*, *b*).

Tensiunea v_{11} la o funcţionare corectă a convertorului are forma din figura 8.77.*c*. Pulsurile de curent i_0, copiate intern de o oglindă de curent în raportul $n:1$, încarcă, pe fronturile negative ale lui v_{IN}, capacitorul extern C_3^e conectat la terminalul *4* pe care apare tensiunea v_4 de ieşire a convertorului. Pe durata dintre două fronturi descrescătoare ale lui v_{IN}, se descarcă lent pe grupul rezistiv $R_x = R_{19}^e + P_{20}^e$. Tensiunea ce apare pe terminalul *4* este prezentată în figura 8.77.*d*.

Constantele de timp τ_1 şi τ_4 caracteristice tensiunii $v_{11}(t)$ respectiv $v_4(t)$ sînt foarte importante în funcţionarea corectă a convertorului *f/V*. Ele sînt egale cu:

$$\tau_1 = (77\ \text{k}\Omega)C_{10}^e,$$

$$\tau_4 = R_x^e C_3^e. \tag{8.49}$$

Dacă este satisfăcută condiţia

$$\tau_1 \ll T_{12} \ll \tau_4, \tag{8.50}$$

atunci se poate arăta că valoarea medie a tensiunii v_4 şi ondulaţia Δv

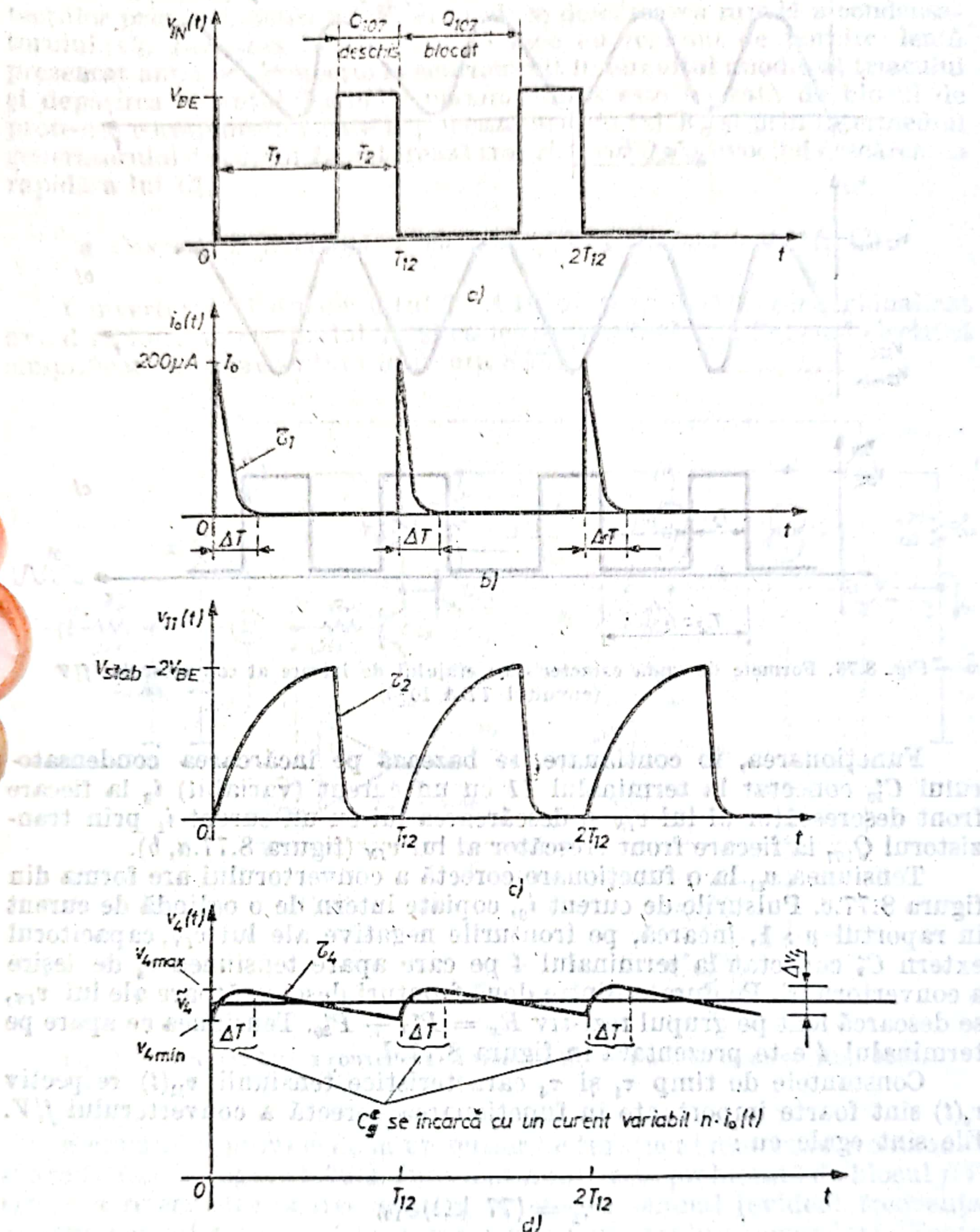


Fig. 8.77. Formele de undă caracteristice convertorului f/V (circuitul TDA 1085).

din figura 8.77.d sînt respectiv

$$\tilde{v}_4 = \frac{nI_0\tau_1}{C_9^e}\tau_4 f_{12},$$

$$\Delta v_4 = \frac{nI_0\tau_1}{C_9^e}\,\frac{e-1}{e} \tag{8.51}$$

unde e reprezintă baza logaritmilor naturali.

Factorul de ondulație al tensiunii $v_4(t)$ este deci :

$$\eta = \frac{\Delta v_4}{\tilde{v}_4} = \frac{e-1}{e}\frac{T_{12}}{\tau_4}. \qquad (8.52)$$

Condiția 8.50 asigură pentru η din relația 8.52 o valoare extrem de redusă (10^{-2}.)

Aceasta face ca tensiunea $v(t)$ să fie practic constantă în timp și egală cu valoarea ei medie $\tilde{v}_4$.

Putem defini acum, parametrul de bază al convertorului f/V și anume : *factorul de conversie* K_f,

$$K_f = \frac{dv_4}{df_{12}} = \frac{nI_0\tau_1}{C_9^e}\tau_4. \qquad (8.53)$$

În relația 8.53, n, I_0 și parțial τ_1 sînt fixați intern la valorile :

$$n = 10,$$

$$I_0 = \frac{V_{stab} - 2V_{BE}}{77\ k\Omega},$$

$$\tau_1 = (7{,}7\ k\Omega)C_{10}^e.$$

Înlocuind în (8.53) rezultă :

$$K_f = n(V_{stab} - 2V_{BE})R_x^e C_{10}^e. \qquad (8.54)$$

Deoarece formula 8.53 este dedusă pe baza aproximației 8.50, rezultă că valoarea lui K_f din relația 8.54 nu este riguros constantă. Acesta este motivul pentru care se mai definește un parametru caracteristic convertorului f/V : *coeficientul de neliniaritate* K_L definit ca abaterea maximă a curbei reale $v_4(f_{12})$ de la dreapta ideală $v_4 = K_f f_{12}$.

$$K_L = \max\left(\frac{|v_4(f_{12}) - K_f f_{12}|}{v_4(f_{12})}\right) f_{12} \in (0{,}300\ \text{Hz}) \qquad (8.55)$$

Figura 8.78 reprezintă curba ideală și cea reală a dependenței $v_4(f_{12})$.

Revenind la figura 8.75 remarcăm prezența a două blocuri care acționează ca protecții dacă f_{12} depășește o valoare maximă care conduce prin relația 8.51 la o valoare $\tilde{v}_4 > V_{4max}$ și dacă $v_{12} > V_{12max}$. Prima este protecția la supraturație iar cea de-a doua, protecția la supratensiune. Valorile interne de protecție sînt :

$$V_{4max} = V_{12max} = 14\ \text{V}.$$

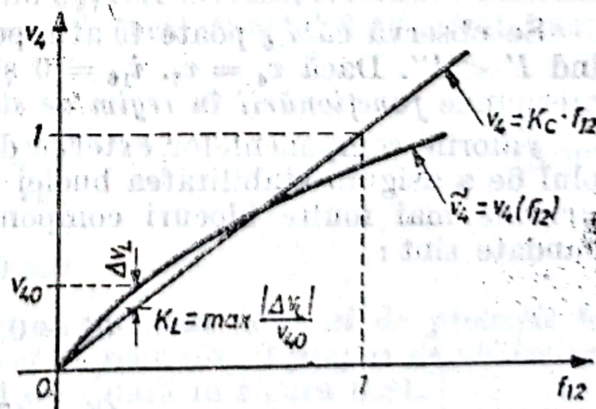


Fig. 8.78. Definirea coeficientului K_L de liniaritate a convertorului f/V.

● *Amplificatorul de transconductanță (terminalele 4, 16).*

La intrările inversoare și neinversoare ale amplificatorului se aplică ieșirea convertorului f/V (tensiunea v_4) respectiv rampa temporizată v_{RT} (figura 8.54).

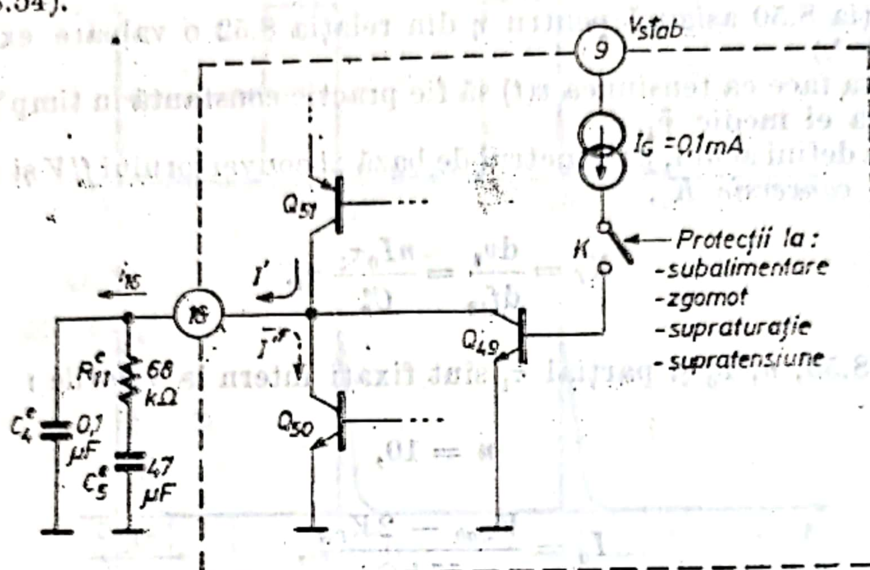


Fig. 8.79. Schema simplificată a amplificatorului de transconductanță din circuitul *TDA* 1085.

La ieșirea acestui amplificator (terminalul *16*) se află grupul de componente externe R^e_{11}, C^e_4, C^e_5 care determină tensiunea v_{16} de comandă a unghiului de aprindere al triacului.

Schema simplificată a acestui etaj este dată în figura 8.79. Curentul i_{16} care încarcă grupul R^e_{11}, C^e_4, C^e_5 este dat de relația

$$i_{16} = g_m(v_7 - v_4) \tag{8.56}$$

unde g_m este transconductanța circuitului și are valoarea, fixată intern

$$g_m = 300 \ \mu A/V. \tag{8.57}$$

Se observă că i_{16} poate fi atît pozitiv, cînd $I' > I''$, cît și negativ, cînd $I' < I''$. Dacă $v_4 = v_7$, $i_{16} = 0$ și deci $v_{16} = \text{const}$. Această situație corespunde *funcționării în regim de stabilizare a turației*.

Valorile componentelor externe din terminalul *16* au în primul rînd rolul de a asigura stabilitatea buclei de reglaj a turației motorului, care cuprinde mai multe blocuri componente ale circuitului. Valorile recomandate sînt:

$$C^e_4 = 0{,}1 \ \mu F,$$
$$C^e_5 = 47 \ \mu F, \tag{8.58}$$
$$R^e_{11} = 68 \ k\Omega.$$

Tranzistorul Q_{49} din figura 8.79 este activat de acţiunea uneia din protecţii. El produce, prin închiderea comutatorului K, descărcarea grupului C_4^e, R_{11}^e, C_5^e şi scăderea la 0 V a tensiunii v_{16} de comandă a fazei unghiului de aprindere.

● *Etajul de ieşire*

Schema electrică a etajului de ieşire este dată în figura 8.80. Etajul de tip Darlington multiplu are un tranzistor de putere, Q_{37}, care poate genera pentru intervale scurte de timp curenţi de 150 mA.

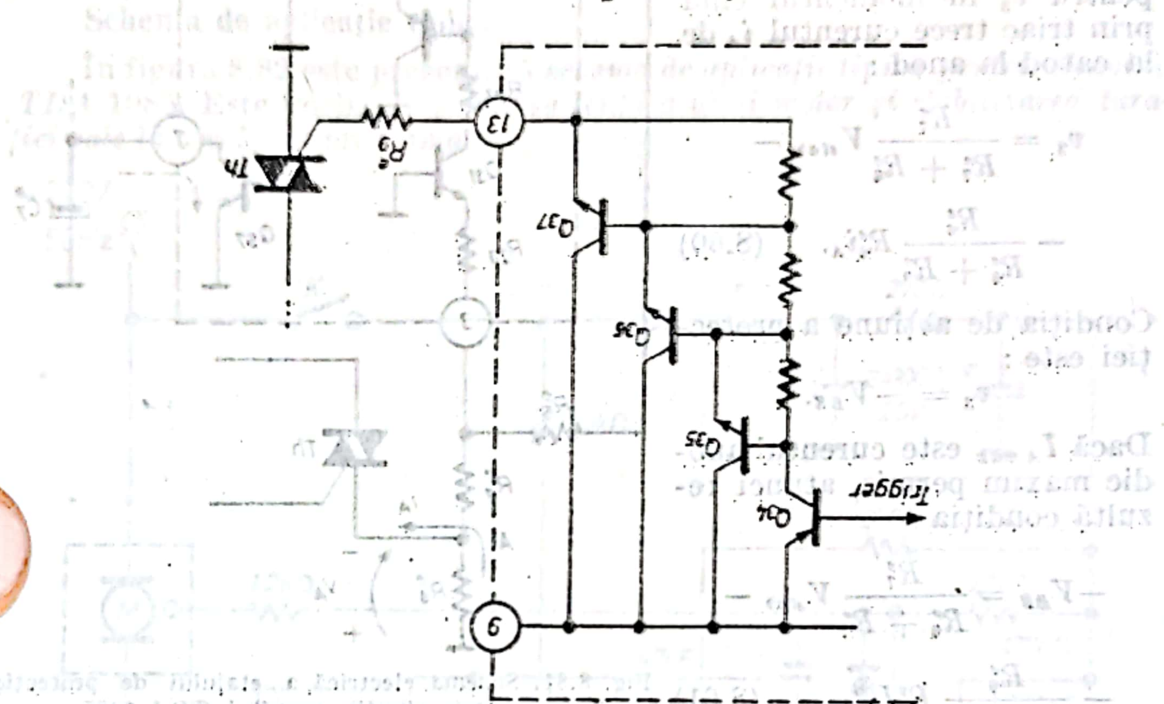


Fig. 8.80. Schema electrică a etajului de ieşire din circuitul *TDA* 1085.

Comanda întregului lanţ de tranzistoare $Q_{34} \div Q_{37}$ o dă etajul trigger prin deschiderea tranzistorului Q_{34} (vezi figura 8.69).

Rezistenţa externă R_9^e este o rezistenţă de limitare a curentului de aprindere furnizat triacului *Th*. Valoarea ei se calculează în funcţie de curentul de aprindere I_{GT} necesar. Cînd Q_{37} este deschis, tensiunea maximă $V_{CE\,37}$ nu depăşeşte valoarea $V_{CE\,37} = 4$ V (vezi tabelul 8.4) astfel încît, R_9^e se poate calcula cu relaţia:

$$R_9^e \approx \frac{V_{stab} - V_{CE\,37}}{I_{GT}}. \tag{8.59}$$

● *Etajul de protecţie la scurtcircuit*

Dintre toate etajele de protecţie, acţiunea *blocului de protecţie la scurtcircuit depinde de pragul de curent de scurtcircuit propus de utilizator.*

Schema electrică a acestui etaj este dată în figura 8.81.

Cînd tensiunea în terminalul *3* scade sub valoarea $-V_{BE}$, tranzistorul Q_{31} se deschide şi alimentează oglinda de curent $Q_{32a} - Q_{32b}$, care furnizează curentul de bază necesar tranzistorului Q_{57} pentru a-l descărca pe C_7^e

și a aduce la zero tensiunea rampei temporizate v_{RT} (vezi figura 8.73). Rezultă că *protecția la scurtcircuit poate fi declanșată numai pe timpul semialternanței negative a curentului anodic al triacului Th.* Într-adevăr, numai atunci cînd i_A circulă prin R_8^e de la masă către nodul A, (figura 8.81) tensiunea V_A poate face ca în terminalul 3 să apară o tensiune negativă.

Rezultă imediat din figura 8.81 următoarea relație pentru v_3 în momentul cînd prin triac trece curentul i_A de la catod la anod :

$$v_3 = \frac{R_7^e}{R_7^e + R_6^e} V_{stab} - \frac{R_6^e}{R_6^e + R_7^e} R_8^e i_A. \qquad (8.60)$$

Condiția de acțiune a protecției este :

$$v_3 = -V_{BE}.$$

Dacă $I_{A\,max}$ este curentul anodic maxim permis, atunci rezultă condiția :

$$-V_{BE} = \frac{R_7^e}{R_6^e + R_7^e} V_{stab} - \frac{R_6^e}{R_6^e + R_7^e} R_8^e I_{A\,max}. \qquad (8.61)$$

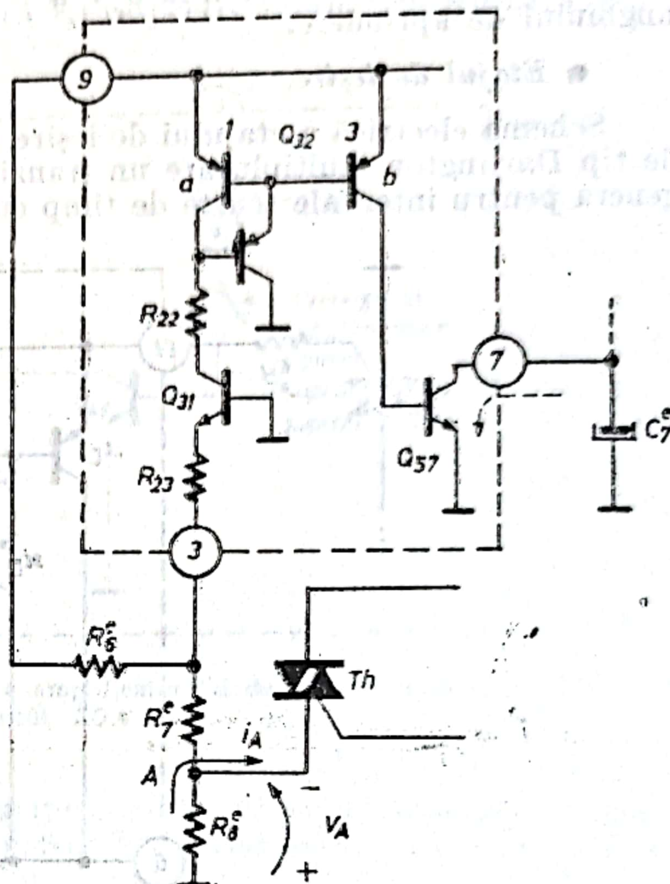


Fig. 8.81. Schema electrică a etajului de protecție la scurtcircuit din circuitul *TDA* 1085.

Din relația (8.61) se poate calcula divizorul rezistiv R_6^e, R_7^e :

$$\frac{R_6^e}{R_7^e} = \frac{V_{stab} + V_{BE}}{R_8^e I_{Amax} - V_{BE}}. \qquad (8.62)$$

Rezistența R_8^e este o rezistență de valori mici și de putere (prin ea trece curentul anodic al triacului). Următorul set de valori :

$$R_6^e = 56\ \text{k}\Omega,$$

$$R_7^e = 2{,}2\ \text{k}\Omega, \qquad (8.63)$$

$$R_8^e = 0{,}05,$$

asigură un curent, la care intră în funcțiune protecția, de aproximativ 24 A.

Parametri. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului *TDA* 1085 sînt sintetizate în tabelul 8.4 (pag. 224).

Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă, a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

Schema de aplicație tipică

În figura 8.82 este prezentată *schema de aplicație tipică pentru circuitul TDA* 1085. Este vorba de *pornirea lentă a unui motor și stabilizarea turației sale la o valoare programată.*

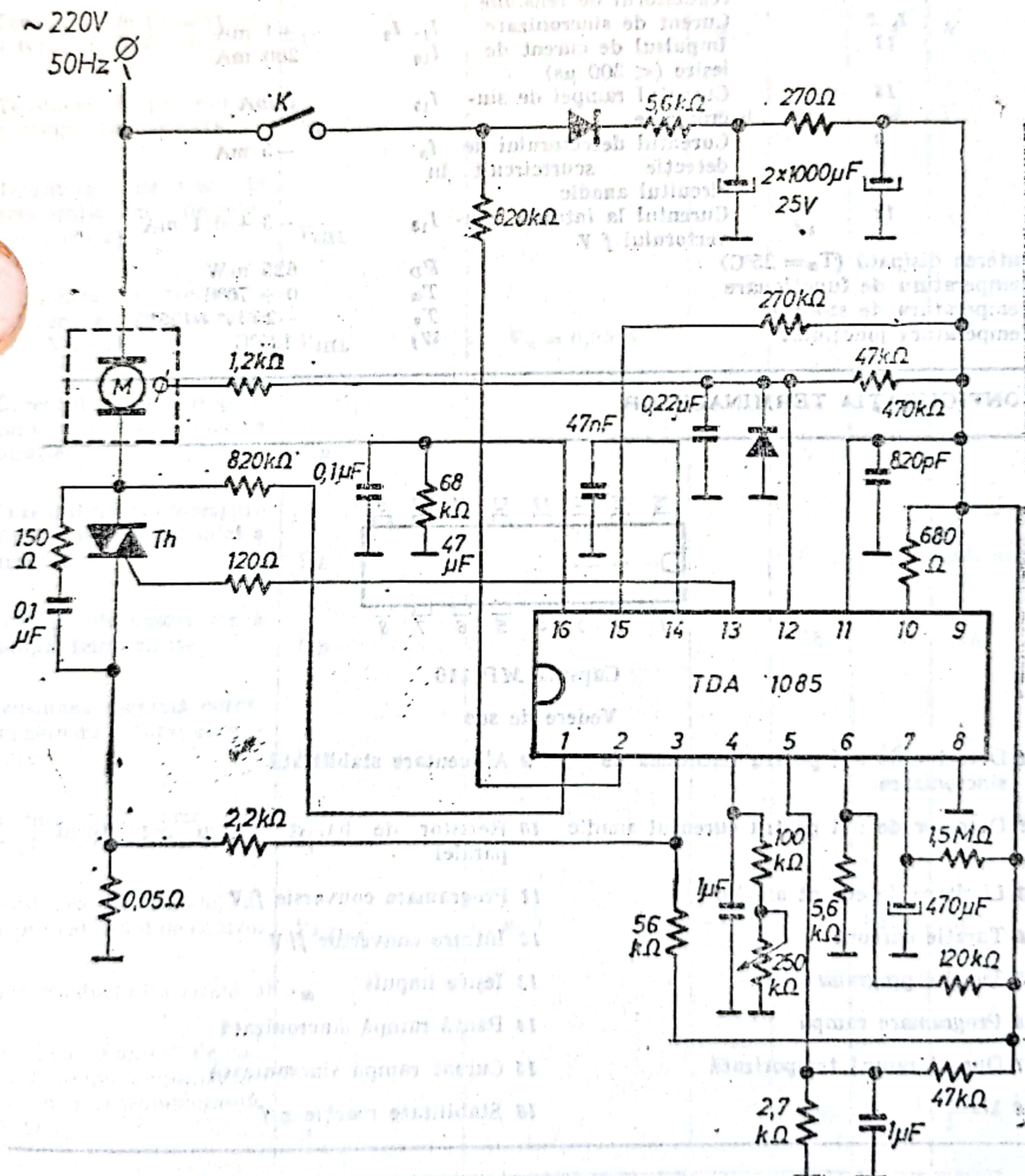


Fig. 8.82. Schema tipică de aplicație a circuitului *TDA* 1085.

Tabelul 8.4

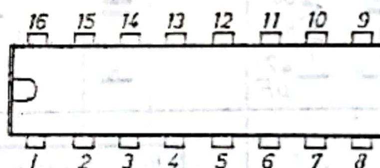
TDA 1085

Procesor bipolar pentru comanda motoarelor de c.a.

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile și curenții se consideră față de masă, terminalul *8*)

Terminal	Parametru	Simbol	Valoare limită absolută
9	Tensiunea de alimentare	V_{9-8}	19 V
9	Curent de alimentare (terminalul *10* în gol)	I_9	15 mA
9+10	Curentul absorbit de regulatorul de tensiune	$I_9 + I_{10}$	35 mA
1, 2	Curent de sincronizare	I_1, I_2	±1 mA
13	Impulsul de curent de ieșire (< 300 μs)	I_{13}	200 mA
15	Curentul rampei de sincronizare	I_{15}	1 mA
3	Curentul detectorului de detecție scurtcircuit în circuitul anodic	I_3	−5 mA
12	Curentul la intrarea convertorului *f V*	I_{12}	−3 + 0,1 mA
Puterea disipată (T_a = 25°C)		P_D	625 mW
Temperatura de funcționare		T_a	0 + 70°C
Temperatura de stocare		T_s	−25 .. +125°C
Temperatura joncțiunii		W_j	125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula *MP* 116

Vedere de sus

1 Detector de nul pentru tensiunea de sincronizare

2 Detector de nul pentru curentul anodic

3 Limitare de curent anodic

4 Turație curentă

5 Turație programată

6 Programare rampă

7 Durată rampă temporizată

8 Masă

9 Alimentare stabilizată

10 Rezistor de balast pentru regulatorul paralel

11 Programare conversie *f/V*

12 Intrare convertor *f/V*

13 Ieșire impuls

14 Pantă rampă sincronizată

15 Curent rampă sincronizată

16 Stabilitate reacție φ/*f*

CARACTERISTICI ELECTRICE ($I_a = 25°C$; punctul de referinţă-terminalul *8*, schema de aplicaţie tipică din figura 8.82)

Parametrul	Simbol	Condiţii	Min.	Tip.	Max.	Unităţi
Tensiunea stabilizată	V_{stab}	$I_9 + I_{10} = 10$ mA		16,5		V
Protecţia la subalimentare	D_{min}	$I_9 + I_{10} = 10$ mA		15,5		V
Tensiunea de programare a turaţiei (*Nota 1*)	V_5		0,1		14	V
Tensiunea de programare a rampei temporizate	V_6		0,4		2	V
Tensiunea de trece la accelerație mică de rotaţie (*Nota 2*)	V_{6HL}			V_6		V
Tensiunea de trecere la accelerație mare de rotaţie (*Nota 2*)	V_{6HL}	$V_6 = 0{,}95$ V		$2{,}1 V_6$		V
Curentul rampei corespunzător accelerației mari a turaţiei	I_{7H}			−2		mA
Curentul rampei corespunzător accelerației mici a turaţiei	I_{7L}			−5		μA
Curentul de descărcare a rampei temporizate	I_{7D}			35		mA
Tensiunea maximă corespunzătoare turaţiei curente	V_{4M}		13		14	V
Curentul de polarizare al amplificatorului de control	I_4			−1		μA
Tensiunea de decalaj a amplificatorului de control	V_{off4-5}	$i_{16} = 0$	−100		+10	mV
Transconductanţa (*Nota 3*)	g_m			300		μA/V
Excursia maximă de curent la ieşirea amplificatorului de transconductanţă (*Nota 3*)	i_{16}			±120		μA

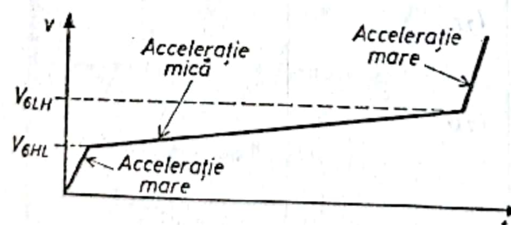
Tabelul 8.4 (continuare)

TDA 1085

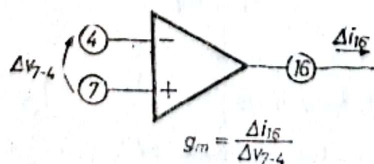
Tensiunea minimă la intrarea convertorului f/V	V_{12L}		−0,6		−0,1	V
Tensiunea maximă la intrarea convertorului f/V	V_{12H}		0		13	V
Curentul de polarizare a intrării convertorului f/V	I_{12}			−25		μA
Factorul de conversie f/V	K_c			15		mV/Hz
Factorul de liniaritate al convertorului f	K_L			±4		%
Curentul de intrare în detectorul de nul a tensiunii de sincronizare	I_2			±50		μA
Curent de intrare în detectorul de nul al curentului anodic	I_1			±50		μA
Tensiunea maximă de comandă a unghiului de fază	V_{H16}			12		V
Durata impulsului de aprindere	t_p		70		130	μs
Perioada de repetiție a impulsului de aprindere	T_r		150		300	μs
Amplitudinea impulsului de aprindere	V_{13H}	$I_{13} = -150$ mN		$V_{stab}-4$		V
Curentul rezidual de ieșire	I_{13L}	$V_{13} = 0$			30	μA

Nota 1. O tensiune mai mică decît V_{5min} este interpretată ca o tensiune de zgomot și provoacă intrarea în funcțiune a protecției de zgomot.

Nota 2. Semnificația parametrilor V_{6HL} și V_{6LH} poate fi înțeleasă din figura de mai jos care reprezintă rampa temporizată.



Nota 3. Amplificatorul de transconductanță are ca intrări terminalele *4* și *7* și ca ieșire terminalul *16* ca în figura următoare.



CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența te mică joncțiune-ambiant	$R_{th\ j-a}$	150°C/W

După închiderea comutatorului K, tensiunea pe terminalul *9* începe să crească de la valoarea 0 către valoarea tensiunii stabilizate (17 V). În tot acest interval de timp (zeci de ms) blocul de protecţie la subalimentare este activ şi tensiunea din terminalul *14* este menţinută la valoarea $V_{14\,max}$. Deci rampa de sincronizare cu reţeaua nu poate fi generată şi ca urmare acţiunea blocului trigger ca şi generarea impulsurilor de aprindere sînt inhibate. Triacul Th este blocat şi motorul M nu este alimentat. Turaţia sa este nulă. Convertorul f/V nu primeşte la intrare (terminalul *12*) nici un impuls. În consecinţă, ieşirea sa (terminalul *4*) este la potenţial zero.

În schimb, rampa temporizată v_{RT} din terminalul *7* îşi începe variaţia în timp prin încărcarea condensatorului de 470 µF la curent constant $|I_{7H}| = +2$ mA, de îndată ce tensiunea V_9 depăşeşte valoarea de 8 V. Această situaţie se menţine pînă ce terminalul *7* tensiunea atinge valoarea V_{6LH}, cînd capacitatea de 470 µF începe să se încarce cu un alt curent constant, $|I_{7L}| = +5$ µA. Acest moment reprezintă *momentul trecerii de la o turaţie de acceleraţie mare* (*necesară scoaterii din repaus a motorului M*) *la o turaţie de acceleraţie mică* (*necesară pentru intrarea treptată în regim nominal de sarcină*). Cu acest prim interval de timp (de aproximativ 1 s) debutează regimul de pornire lentă. Este evident că acest lucru nu este posibil decît dacă tensiunea V_9 a atins valoarea V_{stab}. Aceasta determină inhibarea protecţiei la subalimentare şi apariţia pe terminalul *14* a rampei sincronizate v_{RS}, care permite comparaţia cu tensiunea din terminalul *16* (de valoare foarte mică pe acest interval de timp) şi generarea impulsului de aprindere al triacului. Deoarece unghiul de aprindere este foarte mic, puterea disipată pe motor este foarte mică şi deci turaţia acestuia este redusă.

Reamintim că acest unghi mic de conducţie, determinat de tensiunea v_{16}, este direct legat de variaţia tensiunii din terminalul *7*, v_{RT}. Într-adevăr, terminalul *16* reprezintă ieşirea amplificatorului de transconductanţă care compară tensiunea din terminalul *4* (care este foarte mică deoarece motorul abia începe să funcţioneze) cu tensiunea v_{RT} propusă în terminalul *7*, care la rîndul său este încă redusă (< 1 V, dar mai mare decît v_4). În urma acestei comparaţii, rezultă un curent i_{16} pozitiv, care încarcă grupul RC din terminalul *16*, determinînd tensiunea v_{16} (de valoare mică).

Pe măsură ce tensiunea din terminalul *7* creşte, unghiul de fază al impulsului de aprindere creşte, deoarece curentul i_{16}, deşi mic, este pozitiv, încărcînd permanent capacitatea de 0,1 µF din terminalul *16*.

Precizăm că turaţia curentă a motorului (sesizată prin tensiunea din terminalul *4*) nu poate depăşi valoarea propusă (prin tensiunea din terminalul *7*). Dacă s-ar întîmpla aceasta, atunci i_{16} ar fi negativ şi tensiunea v_{16} ar scădea, micşorînd unghiul de conducţie al impulsului de aprindere şi deci turaţia motorului.

Ce s-ar întîmpla dacă turaţia reală ar fi instantaneu egală cu cea propusă? Aceasta ar însemna că $v_7 = v_4$, şi deci $i_{16} = 0$. Tensiunea v_{16} ar rămîne constantă. Unghiul de aprindere al triacului ar fi şi el fix şi deci turaţia motorului n-ar mai putea creşte! Am fi în situaţia în care tensiunea v_7 creşte încă (deoarece nu s-a atins regimul staţionar propus) dar tensiunea v_4 rămîne constantă (prin presupunerea că turaţia motorului nu se mai modifică). Rezultă că diferenţa $v_7 - v_4$ nu poate fi nulă atîta timp cît v_7 încă mai creşte şi deci $i_{16} > 0$. Este deci imposibil ca v_7 să fie egal

cu v_4 atît timp cît v_7 variază conform regimului propus prin grupul de componente externe din terminalele *6* și *7*. Turația motorului crește continuu cu accelerația propusă de tensiunea v_7.

După o perioadă de timp (programabilă) de cîteva secunde (sau chiar zeci de secunde) tensiunea v_7 atinge pragul V_{7LH}, cînd are loc trecerea la regimul de accelerație mare al motorului. Se consideră că în intervalul de timp anterior motorul a preluat integral sarcina mecanică.

Urmează un interval de timp de aproximativ 1...2 s în care turația motorului variază rapid conform regimului propus de tensiunea v_7.

Cînd v_7 a atins valoarea tensiunii v_5 din terminalul *5*, regimul de pornire lentă încetează și se intră în regimul de stabilizare al turației. Într-adevăr, dacă tensiunea v_7 rămîne fixă, este posibilă relația $v_7 = v_4$ (cînd turația motorului a atins valoarea de regim staționar) și deci $i_{16} = 0$. Conform celor discutate anterior, v_{16} rămîne constantă și prin urmare faza unghiului de conducție nu mai variază. Puterea disipată pe motor, și deci și turația acestuia, este constantă.

În regimul staționar de funcționare este satisfăcută condiția $v_7 = v_5 \approx v_4$.

Orice creștere sau scădere a turației în jurul valorii nominale, produce o creștere sau scădere a tensiunii v_4 și prin comparația cu $v_7 = v_5$ rezultă un curent $i_{16} < 0$ respectiv $i_{16} > 0$,adică o scădere respectiv o creștere a lui v_{16}.

Faza impulsului de aprindere scade sau crește modificînd puterea pe motor și deci turația acestuia. Grupul de componente externe ce asigură stabilitatea acestei bucle de reacție, ce menține turația constantă, este format de C_4^e, R_{11}^e, C_5^e din terminalul *16* (vezi figura 8.79).

Funcționarea descrisă mai sus este valabilă atît timp cît nu acționează nici unul din blocurile de protecție. Acțiunea lor are loc în caz de avarie și se manifestă asupra a trei blocuri funcționale ale circuitului :

— blocul rampei temporizate, v_{RT}
— blocul rampei sincronizate, v_{RS}
— amplificatorul de transconductanță, v_{16}

Cele șase blocuri de protecție acționează în una din următoarele situații (considerate de avarie) :

1. *Subalimentare*	$V_9 < V_{stab}$
2. *Zgomot*	$V_5 < 0{,}1$ V
3. *Supraturație*	$f_{12} > n_{rot\ max}$
4. *Supratensiune*	$V_{12} > 13$ V
5. *Scurtcircuit anodic*	$i_A > I_{A\ max}$
6. *Supracomanda fazei impulsului de aprindere*	$v_{16} > 12$ V

Trebuie observat că $n_{rot\ max}$ este fixat de către utilizator prin intermediul lui K_f (determinat de componentele externe C_{10}^e și R_x^e din figura 8.75) și de valoarea maximă $V_{4M} = 13$ V, (fixată intern), pe care o poate lua v_4. Deci :

$$n_{rot\ max}[\mathrm{s}^{-1}] = \frac{13\ [\mathrm{V}]}{K_f\ [\mathrm{V/Hz}]}$$

Valoarea lui $I_{A\ max}$ rezultă din relația (8.62).

Efectul **protecţiilor 1, 2, 3, 4** asupra celor trei blocuri funcţionale este de a fixa următoarele tensiuni pe terminalele *7, 14, 16* :

$$v_7 = 0$$

$$v_{14} = 14\ \text{V}\ (V_{14}\ \text{maxim}),$$

$$v_{16} = 0$$

Evident că reluarea funcţionării se face cu regimul de pornire lentă (deoarece $v_7 = 0$).

Efectul **protecţiei 5** este concretizat direct doar prin :

$$v_7 = 0$$

Evident că aceasta implică (prin amplificatorul de transconductanţă $v_{16} = 0$. Rampa sincronizată v_{RS} nu este însă modificată. Reluarea funcţionării se face şi în acest caz cu pornirea lentă.

Protecţia 6 nu inhibă nici unul din cele trei blocuri funcţionale. Ea nu permite însă depăşirea unui anumit unghi de aprindere corespunzător valorii $V_{16M} = 12$ V.

De reţinut pentru utilizare :

Deoarece tensiunea V_{stab} din terminalul *9* are o anumită dispersie tehnologică (16...17,5 V), este posibil ca valoarea tipică a rezistenţei R_1^e de 5,6 kΩ (vezi figura 8.54 şi figura 8.60) să nu asigure curentul necesar circuitului în terminalele *9* şi *10*. În acest caz blocul de protecţie la subalimentare inhibă funcţionarea circuitului. Se impune schimbarea valorii lui R_1^e pentru a satisface condiţia $I_9 + I_{10} = 10$ mA. Valoarea lui R_1^e pentru a satisface condiţia nu este critică.

Se recomandă încercarea unor valori $R_1^e = 3{,}9 \ldots 6{,}1$ kΩ. Este însă important de reţinut că R_1^e este o rezistenţă de putere (7 w).

Rezistenţa $R_{12}^e = 47$ kΩ (vezi figura 8.54 şi 8.73) se poate înlocui cu un potenţiometru care permite modificarea tensiunii V_5. Se poate înţelege din descrierea funcţionării în regim de stabilizare a turaţiei, că odată atins acest regim, prin variaţia lentă, externă a lui V_5, se poate regla turaţia motorului la orice valoare dorită pentru regimul staţionar (evident, este necesar ca $V_5 > 2V_6$ pentru ca rampa v_{RT} să aibă forma din figura 8.74).

Turaţia motorului se modifică practic instantaneu prin acest reglaj. Acest lucru este asigurat de amplificatorul de transconductanţă. Evident că acest artificiu poate fi folosit pentru a programa o secvenţă automată în care turaţia motorului poate fi schimbată. Pentru aceasta este suficient ca în terminalul 5 să se aplice, din exte-

rior, o secvență de tensiuni diferite. Divizorul rezistiv R'_{12}, R'_{13} trebuie în acest caz înlocuit cu un circuit mai complex, care pentru anumite perioade de timp aplică în terminalul *5*, diverse valori de tensiune.

Deoarece prin terminalul de masă, care nu este separat galvanic de nulul rețelei de c.a., trece curentul anodic al triacului (10...20 A), se impune ca toate traseele de masă la care sînt conectate componentele externe să fie aduse separat la terminalul *8* al circuitului. Se evită în acest mod funcționarea incorectă a comparatoarelor și blocurilor de amplificare din circuit care au ca tensiune de mod comun o tensiune foarte apropiată de 0 V.

Folosirea circuitului *TDA* 1085 doar ca circuit de comandă în fază (fără a se folosi blocul f/V și rampa temporizată v_{RT}), nu este justificată deoarece aceasta ar implica funcționarea doar a unui... sfert de circuit. Chiar dacă se beneficiază de avantajele blocului trigger (repetiție impuls, detector de curent anodic nul), există alte circuite care pot îndeplini funcția de comandă în fază.

Dacă totuși se dorește folosirea circuitului *TDA* 1085 în această situație, atunci trebuie luate măsurile care să anuleze efectul blocurilor de protecții legate de nefuncționarea rampei temporizate, convertorului f/V și a amplificatorului de transconductanță. Aceste măsuri trebuie să asigure:

$$v_{12} = 0$$

$$10\ \text{V} > v_4 = v_5 = v_7 > 0{,}2\ \text{V}$$

Componentele din terminalele *4*, *5*, *6*, *7*, *11*, *12*, *16* nu mai sînt necesare.

Comanda fazei trebuie făcută în acest caz printr-o tensiune externă mai mică decît $V_{16M} = 12$ V aplicată pe terminalul *16*.

Dacă protecția la scurtcircuit în circuitul de sarcină al triacului se asigură pe altă cale decît cea descrisă, atunci terminalul *3* trebuie conectat la o tensiune de aproximativ 2 V.

Dacă tensiunile continue din terminalele *5* și *6* se asigură pe altă cale decît cea descrisă anterior (cu divizoare rezistive conectate la V_{stab}) atunci trebuie reținut că aceste terminale sînt bazele unor tranzistoare de tip *pnp*. Curentul lor de bază trebuie deci să poată fi absorbit de către schemele utilizate.

8.5. Sistem de comandă și reglare tip SCR — F — 01 [17]

Extinderea sectorului de aplicații de putere realizate cu diode și tiristoare și solicitările tot mai pretențioase ale unor utilizatori de electronică de putere au condus la necesitatea realizării unui sistem de comandă și reglare standardizat care să acopere un domeniu larg de utilizări în condițiile de performanță și fiabilitate specifice uzului profesional.

Sistemul de comandă și reglare tip *SCR—F—*01 asimilat la *IPRS-BĂNEASA* asigură nivelul de performanță echivalent al celor mai bune sisteme similare realizate de firme de prestigiu ca *SIEMENS*, *AEG* etc.

Sistemul de comandă și reglare tip *SCR—F—*01 este utilizat pentru comanda tiristoarelor sincron cu rețeaua de alimentare. Este conceput ca un sistem modular ce constă din :

— modulul de comandă pe grilă *SCR DCG—*01 ;
— sursă de alimentare *SCR—SA* 01 ;
— modulul de semnalizare a prezenței și succesiunii corecte a fazelor *SCR—SSF—*01 ;
— amplificatoarele de impulsuri *SCR—AI—*01
— modul regulator *SCR—R—*01 sau *SCR—RA—*01 ;
— modul de echilibrare și limitare *SCR—EL—*01 ;
— modul cu relee *SCR—PR—*01 ;
— modul cu 2 traductoare de curent cu elemente prag *SCR—2TC—*01 ;
— 2 traductoare de tensiune *SCR—2TT—*01.

Fiecare modul (cu excepția sursei de alimentare și a transformatoarelor de impulsuri) este realizat pe o placă de circuit imprimat dublu placat cu dimensiunile 160/100 mm.

Ieșirile din fiecare modul se fac cu papuci auto de 6,3 mm.

● *Sursa de alimentare SCR—SA—01*

Asigură alimentarea întregului sistem de comandă cu următoarele tensiuni :

— tensiune stabilizată +15 V (5%) — 400 mA
— tensiune stabilizată —15 V (5%) — 400 mA
— tensiune nestabilizată +24 V (± 30%) — 600 mA
— tensiune alternativă trifazică 3 × 60 V_{ca} (pentru sincronizări).

Modulul este alimentat de la o rețea trifazică 3 × 380 V, 50 Hz

● *Amplificatorul de impulsuri SCR—AI—01*

Amplifică impulsurile generate de dispozitivul de comandă pe grilă în cazul în care este necesară comanda a mai multor tiristoare în paralel (2...6 tiristoare).

Sarcina amplificatorului de impulsuri o reprezintă transformatoarele de impulsuri.

Tensiunile de alimentare ale modulului sînt următoarele :

+24 $V_{c.c.}$ nestabilizat —100 mA

22 $V_{c.a.}$ — 50 Hz — 1,5 A c.a. (6 transformatoare TI—C1)

48 $V_{c.a.}$ — 50 Hz — 1 A c.a. (6 transformatoare TI—C1)

Parametrii impulsurilor de comandă sînt dați în figura 8.83. Curentul maxim de comandă este de 5 A (la un impuls de 1 ms).

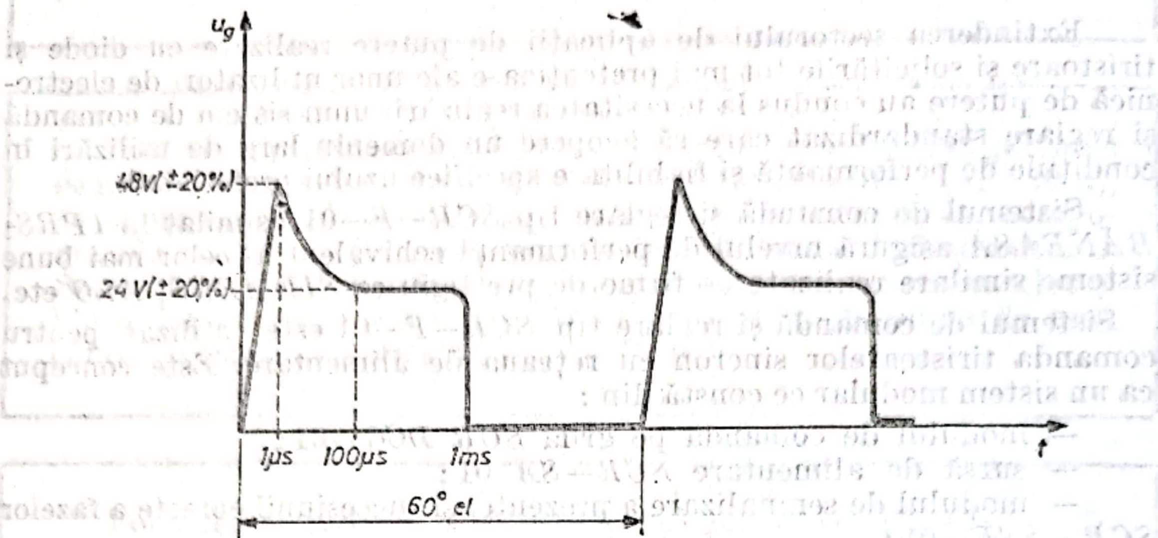


Fig. 8.83. Parametrii impulsurilor de comandă generate de amplificatorul de impulsuri *SCR—AI—01*, din sistemul de comandă și reglare *SCR—F—01*.

• *Dispozitivul de comandă pe grilă SCR—DCG—01*

Elementul de bază al dispozitivului îl constituie circuitul integrat specializat pentru comanda tiristoarelor β*AA* 145.

Dispozitivul este destinat să genereze șase impulsuri pereche ce pot fi utilizate pentru comanda convertizoarelor cu tiristoare cu comutație naturală de tipul:

— punte trifazată complet comandată;
— redresor comandat cu bobină de absorbție;
— contactor static trifazat.

Puntea trifazată complet comandată necesită 6 perechi de impulsuri pe perioadă, fiecare impuls principal fiind secondat de un impuls auxiliar decalat la 60° electric.

Lățimea fiecărui impuls este de 1 ms (pentru sarcini puternic inductive se poate mări la 10 ms).

Alte caracteristici:

— Tensiunile de alimentare:

$+15\ V_{c.c.}$ stabilizată,

$-15\ V_{c.c.}$ stabilizată,

$+24\ V_{c.c.}$ nestabilizată,

$3 \times 60\ V_{c.a.}$ (±20%);

— Frecvența 49...51 Hz (pentru frecvențe între 54...60 Hz sînt necesare reglaje diferite);
— Tensiunea de comandă V = 0...10 V;
— Curentul de comandă I = 100 μA;
— Domeniul de reglare 170° electric;
— Poziția impulsului la început: reglabil 5° electric min 60° electric (domeniul redresor);

— Poziţia impulsului la sfîrşit reglabil 100° electric...175° electric (domeniul invertor);
— Impulsurile la ieşire — întîrziate cu 30° electric faţă de faza corespunzătoare;
— Distanţa între impulsuri 60° ± 3° electric;
— Lăţimea impulsului 1 ms (±15%) pentru tensiunea de comandă de +5 V;
— Tensiunea impulsului 24 V (±25%);
— Curentul impulsului 0,6A (pe un transformator de impuls *TI*—01);
— Temperatura de funcţionare —25°C...+40°C;

• *Modulul regulator SCR—R—01*

Modulul regulator *SCR—R*—01 este destinat să rezolve problemele de reglare ale motoarelor de curent continuu alimentate cu convertizoare cu tiristoare.

Regulatorul permite reglarea tensiunii de ieşire a convertizoarelor cu tiristoare avînd subordonată şi o buclă de reglare a curentului.

Caracteristici principale:

— Tensiunile de alimentare: +15 V ± 2% stabilizată (25 mA),
—15 ± 2% stabilizată (25 mA),
+24 V nestabilizată (10 mA);
— Semnale de intrare:
— la regulatorul de tensiune 1 mA;
— la regulatorul de curent 0,12 mA;
— Tensiunea de ieşire 0...5 V (pe sarcină de 2 kΩ)
— Întîrzierea la conectare $t_f \approx$ 300 ms
— Timpul de integrare $t_a \approx$ 6 s
— Temperaturile de funcţionare: —25°C..+55°C

• *Modulul traductor de curent SCR—2TC—01*

Modulul conţine 2 traductoare de curent cu izolare galvanică destinate obţinerii de informaţii despre curenţi.

Traductorul de curent măsoară căderea de tensiune pe un şunt parcurs de curentul continuu de măsurat; prelucrarea semnalului se face pentru o singură polaritate. Modulul asigură separarea galvanică; între semnalul de intrare şi cel de ieşire. Fiecare traductor de curent este echipat cu un comparator.

Caracteristici principale:

— Tensiunile de alimentare: +15 V ± 2% stabilizată (20 mA),
—15 V ± 2% stabilizată (30 mA),
+24 V nestabilizată (10 mA);
— Valoarea şuntului: 75 mΩ;
— Raportul de transfer: 0,02 V/mV;
— Eroarea maximă a raportului de transfer ± 10%;
— Domeniul maxim de liniaritate 20...100 mV;
— Tensiunea de comparat: 0,75...15 V

— Semnal de ieşire comparat :

logic **0** 0 V I măs. U comp.
logic **1** 24 V I măs. U comp.

Detaliile constructive, metodele de reglare şi depanare, configuraţii de utilizare sînt prezentate în „*SISTEM DE COMANDĂ ŞI REGLARE TIP SCR—F—01 — CARTE TEHNICĂ*", care se poate obţine de la Atelierul 100 din *IPRS — BĂNEASA*.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * **Sistemi upravlenija tiristornimi preobrazovateliami ciastoti,** Energoizdat, Moskva, 1981.
2. *B. R. Pelly*, **Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters,** Willey, New York, 1971.
3. *SIEMENS* **Aplication Note : Single-phase and Three-phase Controll with Triacs and Diacs,** München, 1979.
4. * * * **VEM Handbuch Leistungselectronik,** VEB Verlag Technik, Berlin 1983.
5. *F. Burgum, E. B. G., Nijhof, A. Woodworth*, **Gate turn-off Switch,** Electronic Components and Applications, vol. 2, pp. 194—202, nr. 4, 1980.
6. *F. J. Burgum*, **Basic GTO Drive Circuits,** Electronic Components and Applications, vol. 3, pp. 232—237, 1981.
7. *A. Woodworth*, **Understanding GTO Data as an Aid to Circuit Design,** Electronic Components and Applications, vol. 3, pp. 159—166, 1981.
8. *H. Berg, W. Bösterling, W. Luse*, **Gate Turn-off Thyristors (GTO) for New Power Converter Concepts,** AEG-TELEFUNKEN Industrial Applications Note, oct. 1984.
9. *A. Silard and B. Kosa*, **A Versatile Test-and-drive Circuit for GTO Thyristors,** International Journal of Electronics, vol. 59, pp. 187—191, nr. 2, 1985.
10. *B. J. Baliga, D. Y. Chen* (eds), **Power Transistors : Device Design and Applications,** New York, IEEE Press, 1984.
11. *A. Silard, B. Kosa*, **Circuit Offers Precision Chopper Control,** Electron Device News (EDN), p. 260, July 10, 1986.
12. *M. Bodea ş.a.*, **Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. IV,** Editura Tehnică, Bucureşti, 1985.
13. *S. Negru*, **βU *217*-circuit pentru comanda prin zero a aprinderii triacelor. Raport tehnic,** IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
14. *S. Negru*, **βL *120* — circuit pentru comanda prin fază a triacelor/tiristoarelor. Raport tehnic,** IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
15. *S. Negru*, **βL *121* — circuit pentru comanda prin zero a triacelor/tiristoarelor. Raport tehnic,** IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
16. *S. Negru*, **TDA *1085* — procesor bipolar pentru controlul turaţiei motoarelor de c.a. Raport tehnic,** IPRS-BĂNEASA, secţia 2400, 1988.
17. * * * **Sistem de comandă şi reglare tip SCR—F—*01*, carte tehnică,** *IPRS-BANEASA*, ediţia I/1983.

9 Module

9.1. Definirea și componența unui modul

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare de putere în condiții optime de siguranță în funcționare presupune asigurarea unor sisteme eficiente de evacuare a căldurii și, este de dorit, existența unor sisteme de protecții la suprasarcini.

La începuturile fabricației dispozitivelor semiconductoare de putere asigurarea acestor sisteme era realizată de proiectanții și producătorii de echipamente, fapt ce a condus la o diversitate extremă de soluții constructive, marea majoritate neoferind o soluție optimă iar unele din ele fiind chiar necorespunzătoare din punct de vedere tehnic.

Treptat producătorii de componente semiconductoare și-au asumat și sarcina realizării sistemelor complementare dispozitivului semiconductor de putere (sistemul de răcire a dispozitivului, sisteme de protecții și sisteme de comandă). Această soluție care constituie în prezent o cale de dezvoltare cu o puternică pantă ascendentă asigură realizarea unor avantaje importante atît pentru producătorul de dispozitive semiconductoare cît și pentru utilizatorii lor și anume:

- realizarea unui înalt grad de tipizare și standardizare a sistemelor complementare dispozitivului semiconductor;
- simplificarea activităților de proiectare și execuție a echipamentelor cu semiconductoare de putere (producătorul de dispozitive asigură toate funcțiile complementare);
- creșterea siguranței în exploatare (producătorul asigură dispozitivul semiconductor de putere cu sisteme complementare ce garantează condiții optime de funcționare pentru dispozitiv);
- prin experiența acumulată la asigurarea sistemelor complementare, producătorul de semiconductoare lărgește gama de produse oferite cu ansambluri de dispozitive interconectate capable să asigure total sau parțial funcția de punte redresoare, contactor static, convertor etc.

Pentru descrierea acestei clase de produse (dispozitive semiconductoare și sistemele lor complementare) vom utiliza noțiunea de *modul de putere*.

Conform celor menționate anterior, componența unui *modul de putere* este următoarea:

- S.R. — *Sistemul de evacuare a căldurii disipate de dispozitivul semiconductor în timpul funcționării*

În mod uzual este format din radiatoare cu convecție naturală sau cu convecție forțată, realizate din aluminiu sau cupru.

În cazul radiatoarelor cu convecție forțată, circulația forțată a fluidului de răcire este asigurată fie cu un ventilator (în cazul răcirii cu aer) fie cu o pompă (în cazul răcirii cu lichide).

• S.P. — *Sistemul de protecție la suprasarcini*

În funcție de natura suprasarcinilor se folosesc siguranțe fuzibile (normale, rapide sau ultrarapide) pentru protecția la supracurenți; grupuri *R—C*, diode Zener, diode cu avalanșă controlată, diode supresoare, BOD-uri sau varistoare pentru protecția la supratensiuni tranzitorii, inductanțe pentru protecția la d*i*/d*t* etc.

• S.C.— *Sistemul de comandă*

În cazul modulelor realizate cu tiristoare sau cu triace se pot livra și sistemele de comandă pe poartă realizate pentru mai multe tipuri de utilizări (de la variantele cele mai simple cu diac sau tranzistor unijoncțiune pînă la variantele complexe cu circuite integrate specializate pentru comanda pe poartă).

• *Sistemul de interconectare*

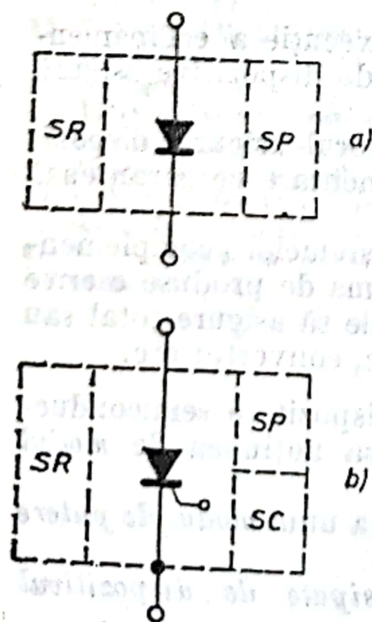
Montarea fără probleme a modulului într-un echipament este asigurată de sistemul de interconectare format în general din bare de interconectare și susținere, borne, cose, papuci, trese etc.

Montajul modulului în echipament se face prin strîngere cu șuruburi. Conectarea electrică în echipament se realizează prin fire care se lipesc direct de conexiunile modulului (pentru curenți mici) sau prin cabluri prevăzute cu papuci, cose etc.

9.2. Clasificarea modulelor

Diversitatea foarte mare în ceea ce privește variantele constructive și de interconectare a modulelor impune introducerea unei clasificări. Criteriul utilizat este cel al **funcției complete pe care un modul de putere o poate asigura într-un echipament.** În baza acestui criteriu se pot pune în evidență următoarele tipuri de module:

• *MODUL REDRESOR.* Acest modul este format din unul sau mai multe dispozitive semiconductoare de putere conectate în serie sau paralel, fiind prevăzut cu un sistem propriu de evacuare a căldurii și cu un sistem de interconectare format din două borne. Modulul redresor poate fi echipat cu un sistem de comandă pe poartă sau cu un sistem de protecții (vezi figura 9.1.).



← Fig. 9.1. Modul redresor *necomandat* cu sisteme de evacuare a căldurii și sistem de protecție (*a*) și *comandat* avînd un sistem de comandă (*b*).

• *MODUL CU PUNCT MEDIAN.* Acest modul este format din două dispozitive semiconductoare de putere conectate în serie, avînd un sistem unitar de evacuare a căldurii şi un sistem de interconectare

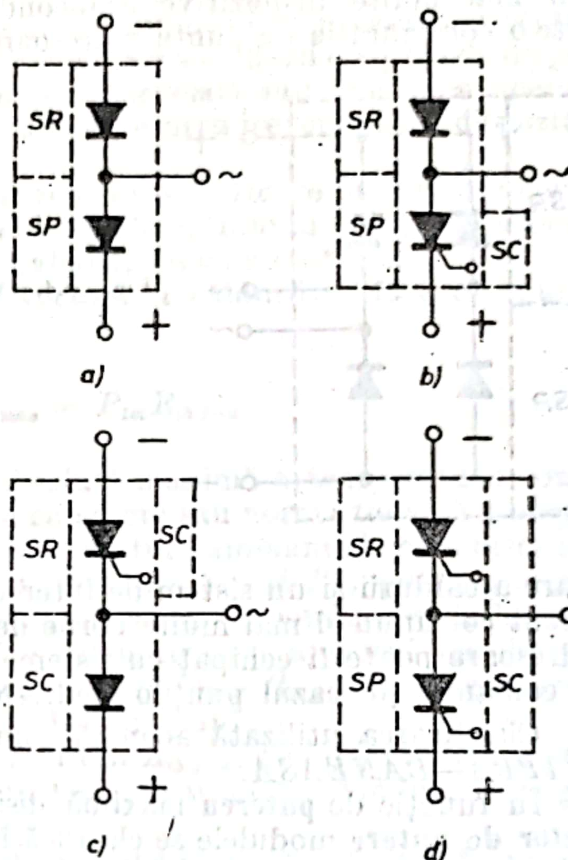


Fig. 9.2. Module cu punct median de tip diodă-diodă-*MDD* (*a*), diodă-tiristor *MDT* (*b*), tiristor diodă-*MTD* (*c*) şi tiristor-tiristor-*MTT* (*d*).

format din trei borne. Modulul cu punct median poate fi echipat cu un sistem unitar de protecţii şi de comandă. În funcţie de tipul dispozitivelor semiconductoare utilizate se cunosc module diodă-diodă (*MDD*), module diodă-tiristor sau tiristor-diodă (*MDT*, *MTD*) sau module tiristor-tiristor (*MTT*) (vezi figura 9.2.).

• *MODUL SEMIPUNTE REDRESOARE.* Acest modul este format din două sau mai multe dispozitive semiconductoare de putere, avînd anozii sau catozii conectaţi în comun; este prevăzut cu un sistem unitar de evacuare a căldurii şi un sistem de interconectare format dintr-o bornă de curent continuu şi mai multe borne de curent alternativ. Modulul semipunte redresoare poate fi echipat cu sisteme de protecţii sau sisteme

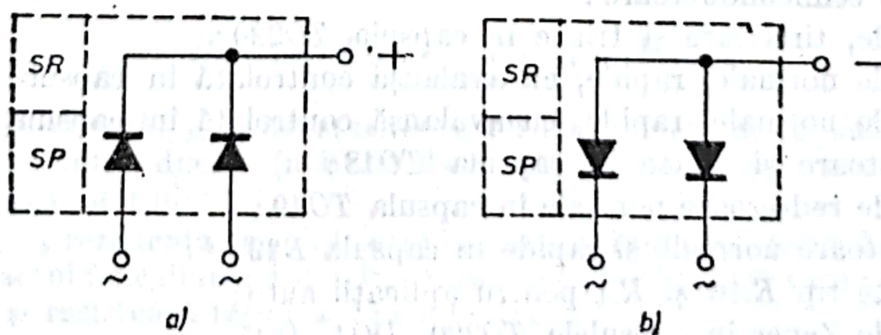


Fig. 9.3. Module semipunte redresoare pozitivă (*a*) şi negativă (*b*).

de comandă pe poartă (vezi figura 9.3.). Utilizînd două semipunţi complementare (una cu anozii comuni şi una cu catozii în comun) se poate realiza o punte redresoare completă.

• *MODUL PUNTE REDRESOARE*. Acest modul este format din mai multe dispozitive semiconductoare de putere interconectate într-o configuraţie de punte redresoare avînd un sistem propriu de evacuare a căldurii şi un sistem de interconectare format din două borne de curent continuu şi mai multe borne de curent alternativ. Modulul punte redresoare poate fi echipat cu sisteme proprii de protecţie şi cu sisteme de comandă (în cazul punţilor redresoare comandate) (vezi figura 9.4.).

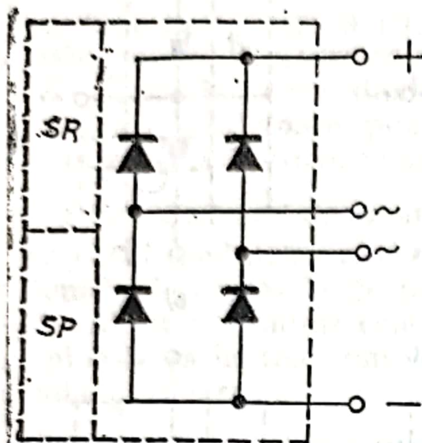


Fig. 9.4. Modul punte redresoare monofazat dublă alternanţă.

Clasificarea utilizată acoperă complet gama de fabricaţie realizată în *IPRS—BĂNEASA*.

În funcţie de puterea maximă disipată de către dispozitivul semiconductor de putere modulele se clasifică în două grupe.

• module de *medie putere*, realizate cu dispozitive semiconductoare cu puterea disipată în gama 1...100 W.

• module de *mare putere*, realizate cu dispozitive semiconductoare cu putere disipată mai mare de 100 W.

9.3. Module de medie putere

Modulele de medie putere sînt realizate cu următoarele tipuri de dispozitive semiconductoare:

- diode, tiristoare şi triace în capsula *TO220*;
- diode normale, rapide, cu avalanşă controlată în capsula *DO4*;
- diode normale, rapide, cu avalanşă controlată în capsula *DO5*;
- tiristoare şi triace în capsula *TO48*;
- diode redresoare normale în capsula *TO49*;
- tiristoare normale şi rapide în capsula *B22*;
- diode tip *RAG* şi *RA* pentru aplicaţii auto;
- diode Zener în capsulele *TO220*, *DO4*, *DO5*.

9.3.1. Sisteme de evacuare a căldurii pentru modulele de medie putere

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare în condiţii de siguranţă funcţională impune respectarea cu stricteţe a valorilor limită de temperatură. Mai mult, şi durata de bună funcţionare a dispozitivului este condiţionată de temperatura de lucru. În aceste condiţii este necesară proiectarea şi realizarea unui sistem optim de evacuare a căldurii disipate de dispozitiv în timpul funcţionării. Tratarea superficială sau ignorarea acestei probleme a condus în multe cazuri la deteriorarea ireversibilă a dispozitivului prin ambalare termică.

Au fost asimilate sisteme de răcire corespunzătoare în variante constructive diverse, care permit o gamă largă de opţiuni în funcţie de necesităţile utilizatorului (dimensiuni de gabarit, preţ de cost etc.).

Dimensionarea sistemului de evacuare a căldurii se face cu ajutorul relaţiei:

$$T_{vjmax} - T'_{amax} = P_{tot} R_{th\ j-a} \tag{9.1}$$

în care T_{vjmax} este valoarea limită absolută maximă a temperaturii joncţiunii în timpul funcţionării (dată în catalogul sau norma tehnică a dispozitivului), T_{amax} valoarea maximă a temperaturii ambiante la care urmează să funcţioneze modulul (dată furnizată de utilizator) şi P_{tot} puterea totală disipată de dispozitivul semiconductor (în regim de conducţie, de blocare şi de comutaţie). Această putere se calculează cu ajutorul datelor de catalog în condiţiile reale de încărcare electrică; $R_{th\ j-a}$ este rezistenţa termică globală între joncţiune şi mediul ambiant.

O atenţie specială se va acorda mărimii $R_{th\ j-a}$, avînd în vedere faptul că realizarea unei valori minime pentru acest parametru conduce la asigurarea unor condiţii optime de funcţionare.

Menţionăm că producătorii de dispozitive semiconductoare de putere fac eforturi continue pentru ridicarea performanţelor dispozitivelor semiconductoare de putere: realizarea unor dispozitive cu T_{vjmax} cît mai mari (175°C...200°C), reducerea puterilor disipate în regim de conducţie (diode Schottky) sau comutaţie (diode rapide).

Mărimea $R_{th\ j-a}$ este cea prin care influenţa utilizatorului asupra fiabilităţii dispozitivului se manifestă cu pregnanţă. Un dispozitiv cu o înaltă siguranţă în funcţionare avînd un sistem de evacuare al căldurii deficitar clachează înainte de vreme.

Rezistenţa termică $R_{th\ j-a}$ este rezistenţa termică globală a modulului. Pentru a evalua influenţa fiecărui element din modulul de putere asupra modului de evacuare a căldurii vom folosi modelul termic indicat în figura 9.5. Se observă că

$$R_{th\ j-a} = R_{th\ j-c} + R_{th\ c-k} + R_{th\ k-a} \tag{9.2}$$

relaţie în care $R_{th\ j-c}$ este rezistenţa termică joncţiune-capsulă a dispozitivului semiconductor (mărime dată în foaia de catalog sau în norma tehnică a produsului);

$R_{th\ c-k}$ rezistenţa termică între capsulă şi radiator (este determinată de contactul fizic dintre dispozitiv şi radiator, fapt pentru care este numită adesea şi rezistenţă termică de contact);

$R_{th\,k-a}$ rezistența termică radiator-ambiant.

Modelul este valabil pentru un regim staționar de funcționare. În cazul în care regimul de funcționare este caracterizat prin variații în timp



Fig. 9.5. Circuitul termic echivalent al modulului — regim staționar.

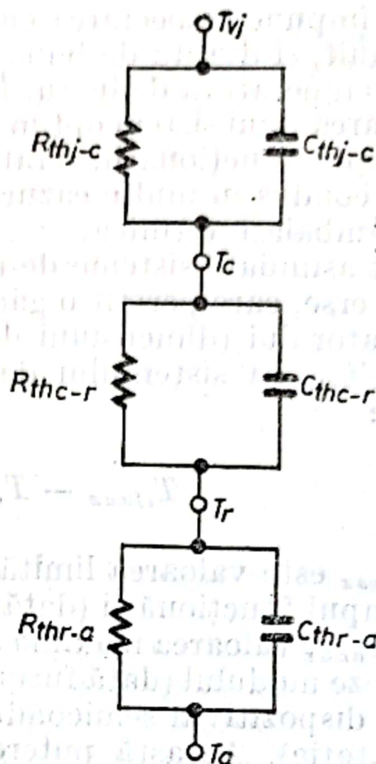


Fig. 9.6. Circuitul termic echivalent al modulului —regim nestaționar.

considerabile ale puterii disipate este necesară luarea în considerare a fenomenelor termice tranzitorii. În acest caz relația (9.1) devine

$$T_{vj}(t) - T_a = P_{tot}(t) Z_{th\,j-a}(t) \tag{9.3}$$

relație în care $Z_{th\,j-a}$ este impedanța termică tranzitorie globală a modulului de putere. Modelul echivalent pentru regim termic tranzitoriu este reprezentat în figura 9.6. Se observă că

$$Z_{th\,j-a}(t) = Z_{th\,j-c}(t) + Z_{th\,c-k}(t) + Z_{th\,k-a}(t). \tag{9.4}$$

Avînd în vedere că $R_{th\,j-c}$ (respectiv $Z_{th\,j-c}$) sînt mărimi ce nu depinde construcția modulului, vom analiza celelalte componente ale modelului termic echivalent.

• *Rezistența termică a contactului dintre dispozitiv și radiator* este o mărime dependentă de condițiile reale în care are loc montarea dispozitivului pe radiator.

Cea mai bună metodă de reducere a rezistenței termice de contact este dată de sudarea dispozitivului pe radiator cu aliaje de sudură. Din păcate metoda este utilizabilă pentru o gamă destul de restrînsă de dispozitive (tip *RAG* și *RA*). Soluția este folosită la realizarea punților redresoare trifazate pentru alternatoare auto.

Metoda cea mai utilizată de montare a dispozitivelor pe radiator este prin *presare* sau *strîngere*. Presarea sau strîngerea pe radiator se realizează fie prin intermediul şurubului capsulei cu un cuplu dat, fie prin utilizarea unor dispozitive de strîngere auxiliare (arcuri, juguri etc.).

În acest caz rezistenţa termică a contactului depinde de o serie de factori ca :

— gradul de finisare al suprafeţelor în contact ;
— forţa de apăsare sau strîngere ;
— utilizarea sau nu a unor paste conductoare termic la interfaţa dispozitiv—radiator ;
— utilizarea sau nu a unor elemente izolatoare electric între dispozitiv şi radiator.

Rezistenţa termică de contact poate să varieze cu 1 ... 2 ordine de mărime în raport cu aceşti factori, care sînt discutaţi mai jos.

a) *Prelucrarea suprafeţelor*

În mod uzual gradul de finisare al suprafeţelor în contact este definit de tipul de prelucrare (rugozitate) şi de planeitatea suprafeţelor în contact. Pentru dispozitivele semiconductoare de putere, rugozitatea suficientă este 1,8 conform STAS 5730/1/75. Mărirea gradului de prelucrare peste această limită nu se justifică deoarece rezistenţa termică de contact nu se mai micşorează iar cheltuielile de producţie cresc.

În ceea ce priveşte planeitatea, asigurarea unei abateri maxime de 0,02...0,05 mm pentru 10 mm lungime a suprafeţei de contact este suficientă pentru un contact termic corespunzător.

b) *Paste termoconductoare*

O îmbunătăţire considerabilă a proprietăţilor termice ale contactului se obţine prin folosirea pastelor termice de contact (pulberi metalice sau oxizi în amestec cu ulei siliconic). Aceste paste au rolul de a înlocui transferul de căldură prin aerul din interstiţiile de la interfaţă printr-un transfer mult mai eficient prin mediu termoconductiv.

c) *Izolarea dispozitivului semiconductor faţă de radiator.*

În situaţiile în care este necesară izolarea electrică a dispozitivului semiconductor faţă de radiator se folosesc piese izolatoare realizate din mică, oxid de beriliu sau din alumină. Aceste piese introduc o rezistenţă

Tabelul 9.1

Materiale utilizate pentru realizarea izolatoarelor electrice între dispozitivul semiconductor de putere şi radiator.

Material	Tip de capsulă	Grosime (mm)	R_{thc-k} (°C/W)
Oxid de beriliu *	*TO220*	2,5...2,8	1,2...1,4
Mică **	*TO220*	0,15	5,2
	TO66	0,15	1,6
	DO4	0,15	3,1
Alumină	*TO220*	2	1,7

* Oxidul de beriliu este un material toxic pentru organism. Este utilizat în special în construcţii de module încapsulate.
** Mica este materialul cel mai avantajos din punct de vedere economic şi tehnologic.

termică de valoare mare (vezi tabelul 9.1), fapt pentru care utilizarea lor este restrînsă. În cazul folosirii pieselor izolatoare utilizarea pastelor termoconductoare este absolut obligatorie.

Pentru dispozitivele în capsule *DO5*, *TO49*, *B22*, *TO48* utilizarea pieselor izolatoare este contraindicată.

În general, în situaţiile în care utilizarea impune izolarea dispozitivelor de radiator, se recomandă folosirea modulelor cu capsulă izolată cum ar fi, de exemplu punţi monofazate de tip 10*PM*—20*PM* module *MDD*, *MDT*, *MTT*.

d) *Forţa de apăsare*

O importanţă deosebită pentru asigurarea unui contact termic corespunzător între dispozitiv şi radiator o prezintă forţa de apăsare.

În cazul dispozitivelor cu capsulă cu şurub (*DO4*, *DO5*, *TO48*, *KS*, *B22*) această forţă se realizează prin asigurarea cuplului de strîngere recomandat (valoarea este dată de catalog sau de standardul tehnic de ramură), în condiţiile unui filet şi suprafeţe a şurubului uscate.

Atenţie! Cuplul de strîngere este o valoare limită absolută. Depăşirea lui duce la degradarea mecanică a dispozitivului.

Strîngerea pe radiator se face numai cu CHEIE DINAMOMETRICĂ. În cazul dispozitivelor cu capsulă cu bază plată (*TO220*, *TO66*, *RAG*, etc.) montarea se face prin strîngere cu ajutorul unor elemente auxiliare.

• *Rezistenţa termică radiator—ambiant*

Rezistenţa termică radiator ambiant este o funcţie extrem de complexă ce depinde de o multitudine de factori (formă constructivă, finisare, natura mediului ambiant, altitudine etc.).

Singura metodă exactă de evaluare a rezistenţei termice radiator ambiant o constituie măsurarea ei în condiţiile concrete de utilizare. Cunoscînd puterea disipată de dispozitiv, prin măsurarea temperaturii capsulei şi a temperaturii ambiante se obţine rezistenţa termică

$$R_{th\,k-a} = \frac{T_c - T_a}{P_d}. \tag{9.4}$$

Radiatorul asigură evacuarea căldurii disipate de dispozitiv prin trei mecanisme de transfer de căldură

— conducţie;
— convecţie;
— radiaţie.

Căldura disipată de dispozitivul semiconductor este transferată prin suprafaţa de contact la radiator. Prin **conducţie**, această căldură este transferată spre suprafaţa radiatorului.

Eficienţa transferului prin conducţie este determinată de natura materialului din care este realizat radiatorul precum şi de forma constructivă a acestuia. Relaţia ce descrie transferul prin conducţie este o ecuaţie de tip Fourier:

$$Q_K = K\frac{A}{L}\nabla T \tag{9.5}$$

în care K este conductivitatea termică a materialului, A suprafaţa prin care se transferă căldura, L lungimea traseului termic, iar ∇T gradientul de temperatură pe traseul termic.

Calculul exact al transferului termic prin conducţie este realizabil prin metode matematice uzuale (integrare analitică sau prin metode numerice) însă necesită un volum mare de muncă.

Tabelul 9.2

Conductivitatea termică a materialelor utilizate în construcţia modulelor.

Material	Conductivitate termică (W/°C cm)
diamant	6,3
argint	1,97
aur	2,98
aluminiu	1,38
alamă	1,16
cupru	3,91
oţel	0,16...0,47
titan	0,08
oxid de beriliu	1,97
răşină epoxi	$1,9 \cdot 10^{-3}$
răşină epoxi termoconductoare	$7,8 \cdot 10^{-3}$
aer	$2,7 \cdot 10^{-4}$

În *Tabelul 9.2* se dau valorile conductivităţilor termice pentru materialele utilizate în realizarea modulelor.

Din examinarea datelor din tabelul 9.2. rezultă că materialul cu cele mai bune performanţe termoconductoare este diamantul. Preţul prohibitiv al acestui material exclude posibilitatea utilizării lui în construcţia modulelor de putere. Compromisul optim între performanţe şi preţul de cost este realizat în cazul cuprului şi aluminiului. Aceste materiale prezintă de asemenea şi avantajul unei procesări mecanice relativ simple (extrudare şi ştanţare) fapt care contribuie la realizarea radiatoarelor în condiţii de eficienţă economică ridicată.

Transferul căldurii de la suprafaţa radiatorului la mediului ambiant se face prin două mecanisme — radiaţie şi convecţie.

Transferul prin radiaţie este descris de o lege de tipul

$$Q_r = FS(T_K^4 - T_A^4)\varepsilon\sigma \tag{9.6}$$

în care F este factorul de ecranare şi exprimă influenţa reciprocă a două suprafeţe radiante aflate în proximitate, S suprafaţa radiatorului, ε coeficientul de radiaţie termică, σ constanta lui Boltzmann, iar T_K, T_A temperatura radiatorului şi temperatura ambiantă.

Optimizarea transferului prin radiaţie se poate realiza prin următoarele căi:

— realizarea unui radiator cu o suprafaţă cît mai mare la un volum dat de material;

— realizarea unei distanţe optime între două suprafeţe (aripioare) ale radiatorului astfel ca efectul reciproc să fie minim (în acest caz $F \approx 1$);

— creşterea coeficientului de radiaţie termică al întregii suprafeţe a radiatorului prin eloxare, mătuire, lăcuire, etc. Aluminiul eloxat are $\varepsilon \approx 0{,}8$ în comparaţie cu $\varepsilon \approx 0{,}04$ pentru aluminiul lustruit;

— realizarea unui radiator care să transfere cu un gradient cît mai mic de temperatură căldura prin conducţie (cu cît T_K este mai mare cu atît eficienţa radiaţiei este mai mare).

Transferul prin convecţie este descris de o lege de tipul

$$Q_c = hS(T_K - T_A) \tag{9.7}$$

în care h este coeficientul de convecţie, S suprafaţa radiatorului, T_K şi T_A temperaturile radiatorului şi temperatura ambiantă.

Coeficientul de convecţie este o mărime globală ce defineşte transferul de căldură pe unitatea de arie între o suprafaţă solidă şi un mediu fluid. Această mărime este o funcţie dependentă de natura fluidului, de viteza de curgere a fluidului, de natura curgerii fluidului (laminar, turbulent etc.). Pentru convecţia forţată, acest coeficient este de cca. 5...10 ori mai mare decît pentru convecţia naturală. În acest regim transferul de căldură prin radiaţie devine neglijabil. (Un radiator proiectat pentru convecţie naturală disipă cca. 30% din cantitatea de căldură prin radiaţie. În cazul convecţiei forţate, aceasta scade la 2—3%).

Reguli pentru optimizarea transferului de căldură:

- în convecţie naturală, radiatorul se amplasează cu dimensiunea cea mai mare în plan vertical; gradienţii de temperatură vor asigura formarea unor curenţi de aer ascendenţi ce îmbunătăţesc atît convecţia cît şi radiaţia;
- în cazul în care modulele se montează în carcase închise sau dulapuri, acestea vor fi prevăzute cu perforaţii deasupra şi dedesuptul radiatoarelor pentru a permite circulaţia aerului de răcire;
- în cazul în care se utilizează ventilaţia forţată, se vor limita pierderile de debit în lungul traseului termic. Modulele se vor monta în circuitul de răcire în ordinea crescătoare a puterii disipate;

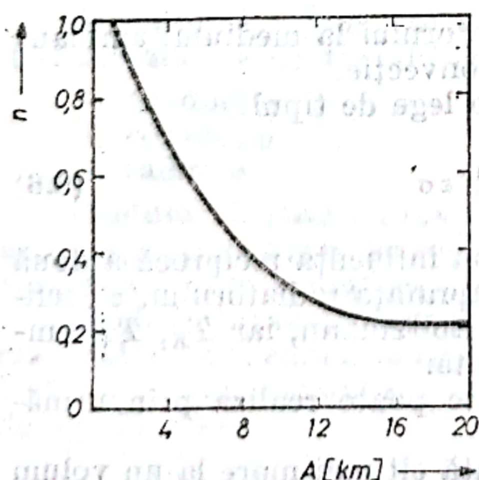


Fig. 9.7. Coeficientul de convecţie al disipaţiei de putere în funcţie de altitudinea de lucru (n este raportul dintre $R_{th\ j-a}$ la altitudinea A şi $R_{th\ j-a}$ la $A = 1$ km).

- în cazul utilizării la altitudini mai mari de 1000 m, pentru regimul de convecţie naturală este necesară introducerea unei corecţii pentru valoarea rezistenţei termice radiator-ambiant conform figurii 9.7.

9.3.2. Sisteme de protecție la suprasarcini

Problemele specifice ale protecției dispozitivelor semiconductoare de putere au fost analizate în *Capitolul 7.*

În cazul modulelor de putere principiile de dimensionare ale elementelor de protecție sînt aceleași.

Pentru suprasarcini de curent sistemul de protecție poate fi format din siguranțe fuzibile. Protecția se poate face individual (pe fiecare dispozitiv al modulului), pe bornele de fază sau pentru întreg modulul.

Pentru suprasarcini de tensiune sistemul de protecție poate fi format din:

— grupuri *RC* montate în paralel în cazul unor suprasarcini de tensiuni tranzitorii cu energie mică. Protecția poate fi individuală sau globală.

— diode Zener sau diode cu avalanșă controlată pentru suprasarcini de energie mare. Protecția poate fi individuală sau globală.

— varistoare pentru suprasarcini de energie mare. Protecția poate fi individuală sau globală.

— *BOD*-uri — pentru protecția tiristoarelor. Protecția este individuală.

9.3.3. Sistemele de comandă

Problemele specifice de comandă sînt tratate în *Capitolul 8*, „Circuite de comandă".

Menționăm doar faptul că modulele de putere pot fi dotate cu circuite complexe care asigură impulsurile de comandă pentru toate dispozitivele din modul.

9.3.4. Diode și tiristoare montate pe radiator placă

Cel mai simplu sistem de răcire pentru dispozitivele de medie putere îl reprezintă o placă metalică. În funcție de condițiile reale de încărcare

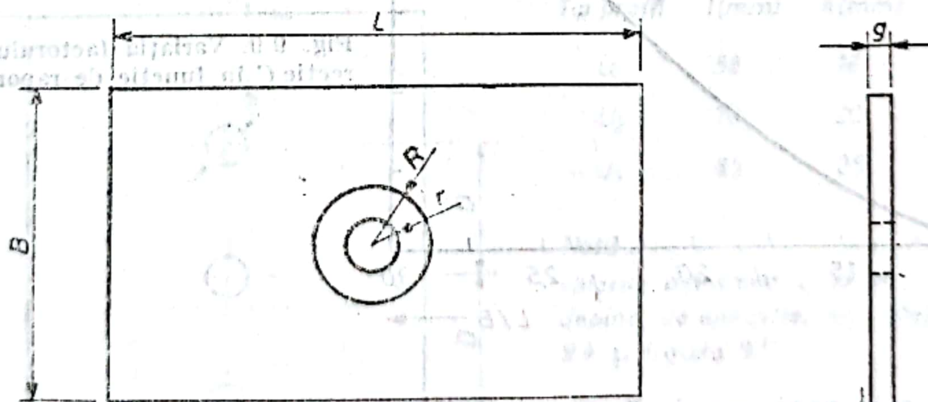


Fig. 9.8. Elemente constructive pentru radiator placă.

ale dispozitivului (temperatură ambiantă maximă, putere disipată maximă) se pot determina dimensiunile radiatorului placă (vezi figura 9.8.) folo-

sînd relaţiile

$$R_{th\,j-a} = \frac{T_{vjmax} - T_{Amax}}{P_{tot}}, \tag{9.8}$$

$$R_{th\,j-a} = R_{th\,j-c} + R_{th\,c-k} + R_{th\,k-a}, \tag{9.9}$$

$$R_{th\,k-a} = 3{,}5 \cdot 10^4 \frac{C}{LB} + M_1 \frac{1}{g}\left(M_2 + 0{,}2 \lg \frac{g}{R^2 - r^2}\right). \tag{9.10}$$

Mărimile T_{vjmax}, $R_{th\,j-c}$ sînt date în foaia de catalog sau *STR*-ul dispozitivului semiconductor.

Mărimile T_A şi $R_{th\,c-k}$ sînt precizate de condiţiile reale de funcţionare şi montaj.

Mărimea P_{tot} se calculează în funcţie de încărcarea electrică a dispozitivului.

Relaţiile (9.8) şi (9.9) permit calcularea valorii maxime pentru rezistenţa termică $R_{th\,k-a}$.

Relaţia (9.10) permite dimensionarea radiatorului placă. În această relaţie:

— L, B şi g sînt lungimea, lăţimea şi respectiv grosimea radiatorului placa (toate exprimate în mm);

— C este un factor de corecţie dependent de raportul L/B. Variaţia factorului C în funcţie de raportul L/B este dată în figura 9.9;

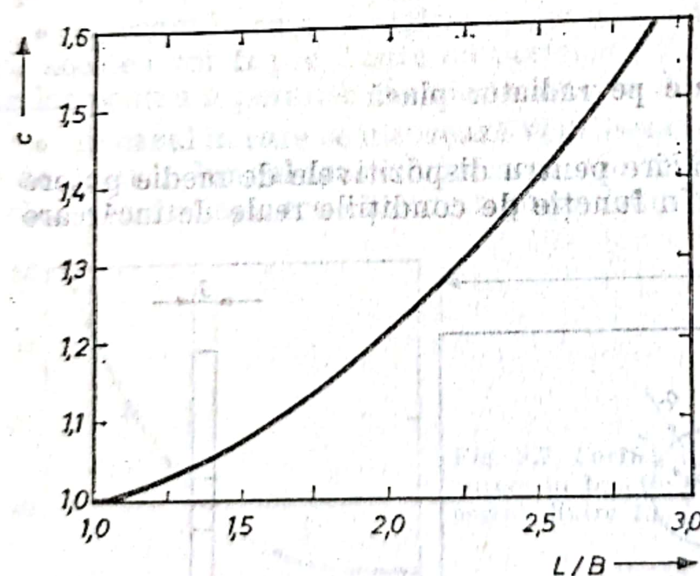


Fig. 9.9. Variaţia factorului de corecţie C în funcţie de raportul L/B.

— R este raza maximă a cercului circumscris suprafeţei de contact a dispozitivului cu radiatorul;

— r este raza găurii de prindere a dispozitivului pe radiator;

— M_1 şi M_2 sînt factori ce depind de natura materialului (pentru materialele uzuale valorile lui M_1 şi M_2 sînt date în tabelul 9.3).

Tabelul 9.3

Valorile coeficienţilor M_1 şi M_2 pentru materialele uzuale în construcţia radiatoarelor

Material	Cupru	Aluminiu	Oţel
M_1	3,5	5,5	12,5
M_2	1	0,96	0,88

În cazul în care este necesară *montarea mai multor dispozitive semiconductoare pe acelaşi radiator tip placă*, dimensionarea acestuia se face astfel:

a) — se calculează dimensiunile radiatorului placă pentru fiecare dispozitiv (rezolvînd sistemul de ecuaţii 9.8, 9.9 şi 9.10) alegînd materialul şi grosimea.

b) — se calculează dimensiunile radiatorului prin adiţionarea dimensiunilor obţinute la punctul a).

Radiatoarele tip placă sînt utilizabile în condiţii rezonabile de gabarit pentru dispozitive semiconductoare de medie putere cu $P_{tot} = 30...40$ W.

9.3.5. Module de medie putere cu radiator de tip U

Radiatoarele de tip U sînt realizate din profile de aluminiu de tip U Dimensiunile şi forma constructivă sînt date în figura 9.10. Caracteristicile termice ale acestor radiatoare sînt date în figura 9.11.

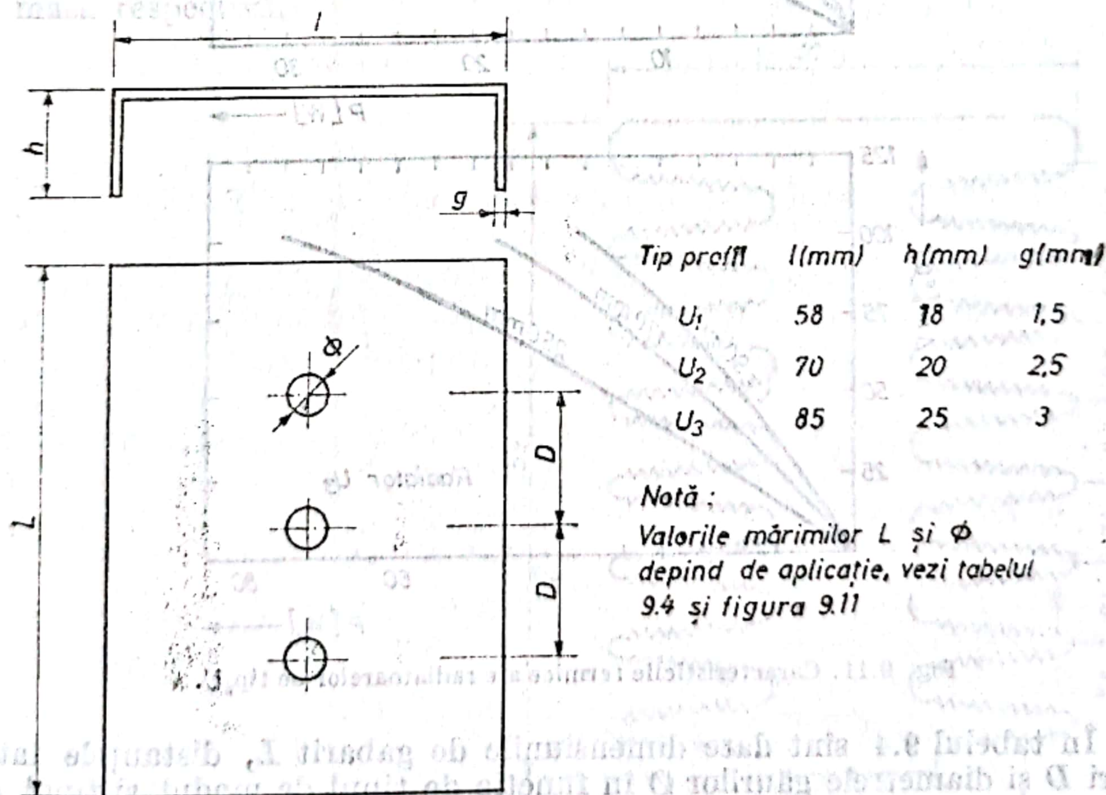


Fig. 9.10. Radiatoare de tip U. Dimensiuni tipice.

Radiatoarele tip **U** sînt utilizate pentru realizarea modulelor redresor (cu un dispozitiv montat pe un radiator), semipunților monofazate (cu două dispozitive montate pe un radiator) sau semipunților trifazate (cu trei dispozitive montate pe un radiator).

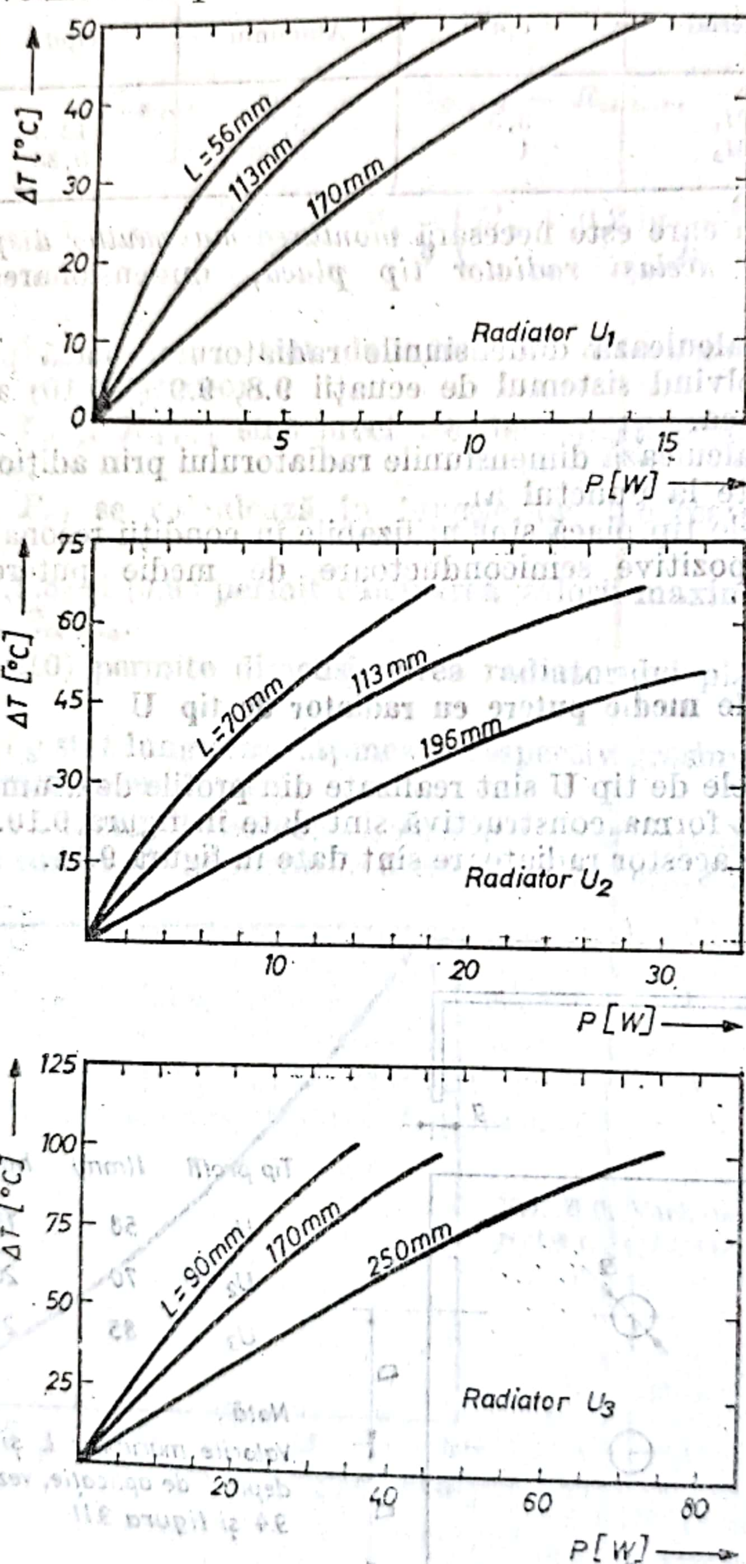


Fig. 9.11. Caracteristicile termice ale radiatoarelor de tip U.

În tabelul 9.4 sînt date dimensiunile de gabarit L, distanțele între găuri D și diametrele găurilor Ø în funcție de tipul de modul și tipul de capsulă utilizat.

Tabelul 9.4.

Dimensiunile recomandate în realizarea modulelor cu profile tip U(L — lungimea radiatorului. D — dstanţa între găuri, Ø — diametrul găurii) în funcţie de tipul de modul şi tipul de capsulă

Tip modul	Tip profil	Tip capsulă	Nr. dispozitive	L (mm)	D (mm)	Ø (mm)
modul redresor	U_1	*DO4*	1	56	—	5,2
modul redresor	U_1	*TO220*	1	56	—	3,2
modul redresor	U_2	*DO4*	1	70	—	5,2
modul redresor	U_2	*DO5*	1	70	—	6,2
modul redresor	U_3	*DO5, TO48*	1	90	—	6,2
semipunte monofazată	U_1	*DO4*	2	113	28	5,2
semipunte monofazată	U_1	*TO220*	2	113	28	3,2
semipunte monofazată	U_2	*DO4*	2	113	28	5,2
semipunte monofazată	U_3	*DO5*	2	170	45	6,2
semipunte trifazată	U_1	*TO220*	3	170	45	3,2
semipunte trifazată	U_2	*DO4*	3	196	88	5,2
semipunte trifazată	U_3	*DO5, TO48*	3	250	125	6,2

Radiatorul se amplasează cu dimensiunea cea mai mare în plan vertical. Prin eloxare neagră $R_{th\ k-a}$ a radiatorului se îmbunătăţeşte cu circa 10—15%.

La realizarea unui redresor cu module U distanţa dintre două mo dule trebuie să fie de minim 30 mm.

9.3.6. Module de medie putere cu radiatoare A60 sau A80

Radiatoarele de tip *A60* şi *A80* sînt realizate din profilul tip *A* (vezi secţiunea în figura 9.12.). Este radiatorul cel mai performant la volumul şi masa respectivă.

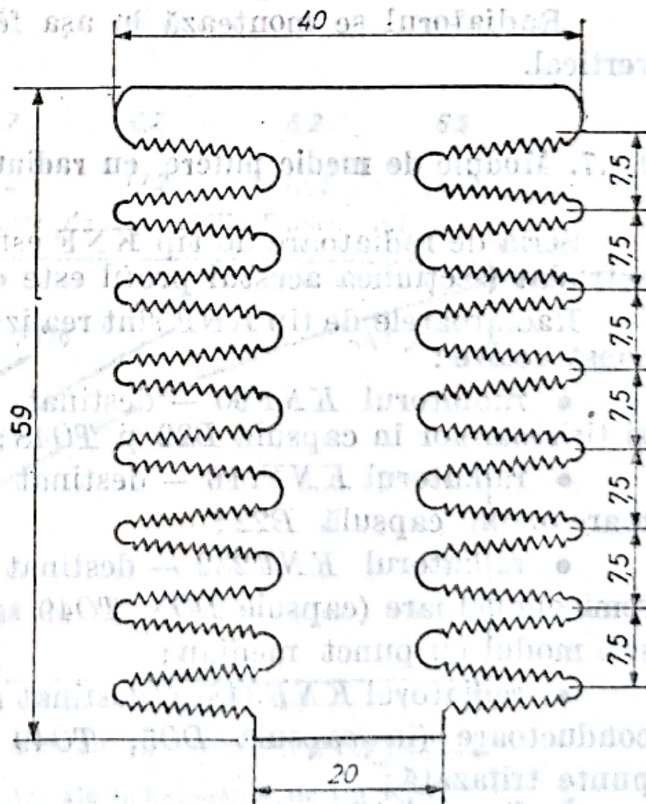


Fig. 9.12. Profil din aluminiu extrudat de tip A.

Dimensiunile şi forma constructivă sînt prezentate în figura 9.13.

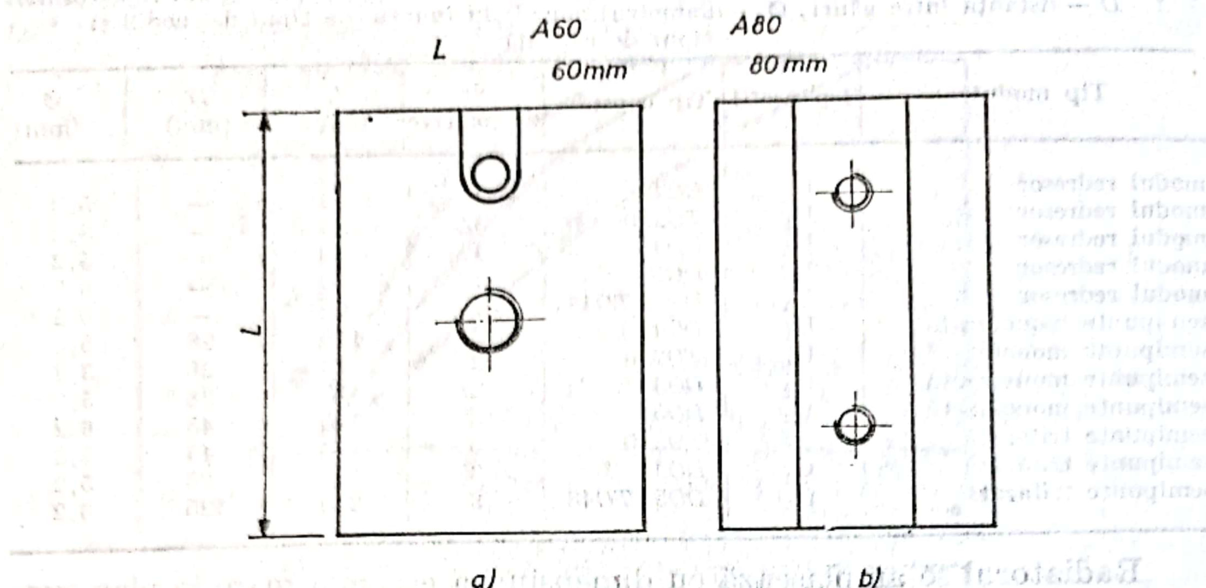


Fig. 9.13. Radiatoare de tip *A*60 şi *A*80. Dimensiuni şi formă constructivă: (*a*) Vedere de sus; (*b*) Vedere de jos.

Radiatoarele *A*60 şi *A*80 sînt recomandate pentru diodele în capsulă *DO*4 şi *DO*5 şi tiristoarele în capsulă *TO*48. Zona de contact este prelucrată pentru un grad de rugozitate 1,8. Radiatoarele sînt prevăzute cu un sistem de borne care asigură o conectare fără probleme în echipament (papuc, cosă sau fir lipit). De asemenea, pentru creşterea eficienţei radiatoarele sînt eloxate negru.

Radiatorul se montează în aşa fel încît aripioarele să fie în plan vertical.

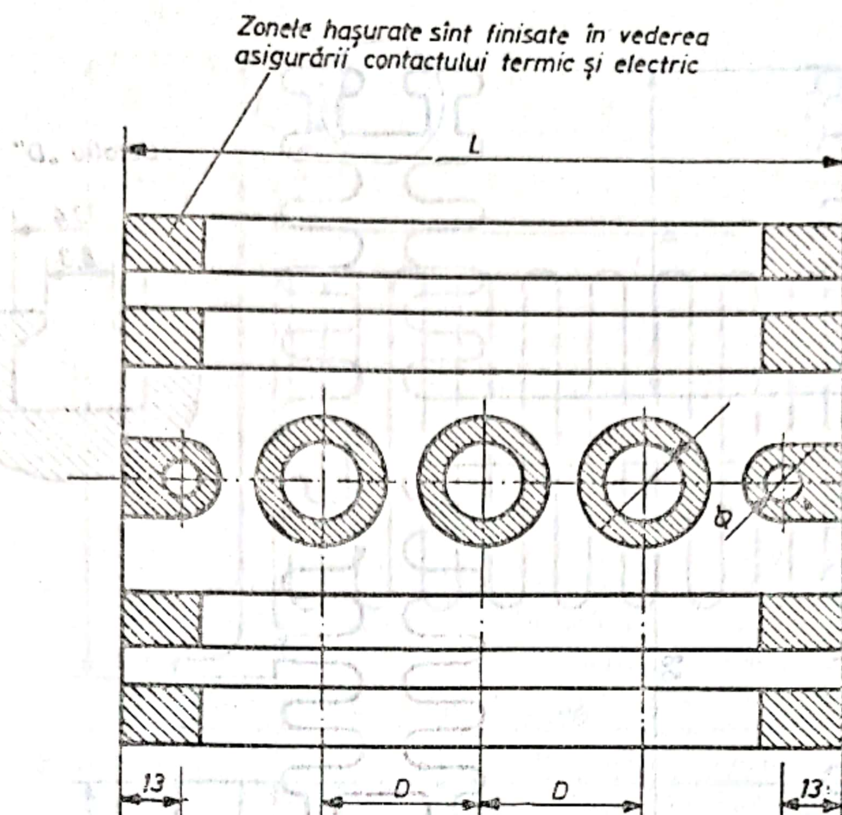
9.3.7. Module de medie putere cu radiatoare de tip KNF

Seria de radiatoare de tip KNF este realizată din profil de aluminiu extrudat (secţiunea acestui profil este dată în figura 9.16, pag. 252).

Radiatoarele de tip KNF sînt realizate (vezi figura 9.14) în 4 variante constructive:

- radiatorul *KNF*90 — destinat diodelor în capsulă *TO*49, *DO*5 şi tiristoarelor în capsulă *B*22 şi *TO*48;
- radiatorul *KNF*116 — destinat diodelor în capsulă *TO*49 şi tiristoarelor în capsulă *B*22;
- radiatorul *KNF*232 — destinat montajului a două dispozitive semiconductoare (capsule *DO*5, *TO*49 sau *B*22) [pentru modul semipunte sau modul cu punct median;
- radiatorul *KNF*348 — destinat montajului a trei dispozitive semiconductoare (în capsulă *DO*5, *TO*49 sau *B*22) pentru module semipunte trifazată;

În figura 9.15 se dau caracteristicile termice.



– Tip radiator	KNF 90	KNF 116	KNF 232	KNF 318
– L (mm)	80	116	232	348
– D (mm)	–	–	116	58
– Nr. găuri	1	1	2	3
– Ø (mm)				
– Pt. D05, T048	6,2	6,2	6,2	6,2
– Pt. T049	12,2	12,2	12,2	12,2

Fig. 9.14. Radiatoare de tip KNF. Dimensiuni.

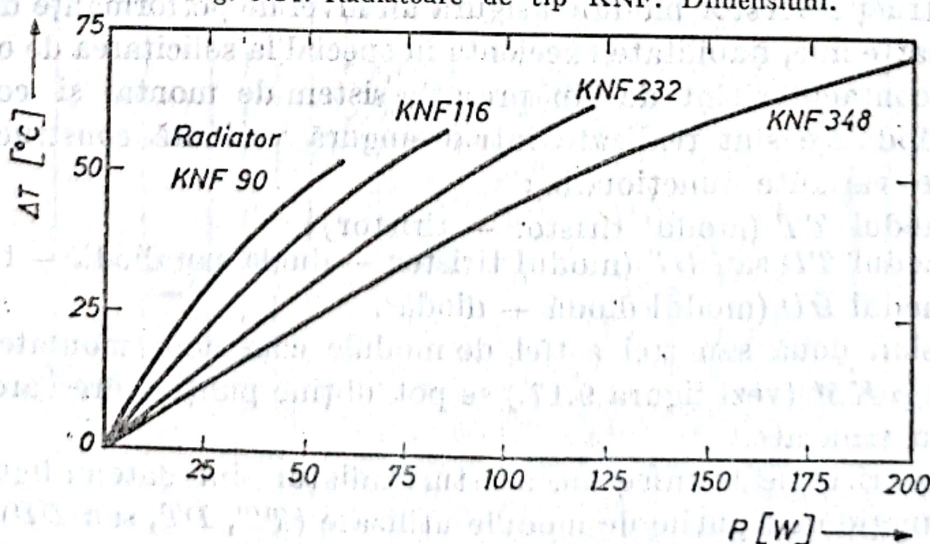


Fig. 9.15. Caracteristici termice ale radiatoarelor de tip KNF.

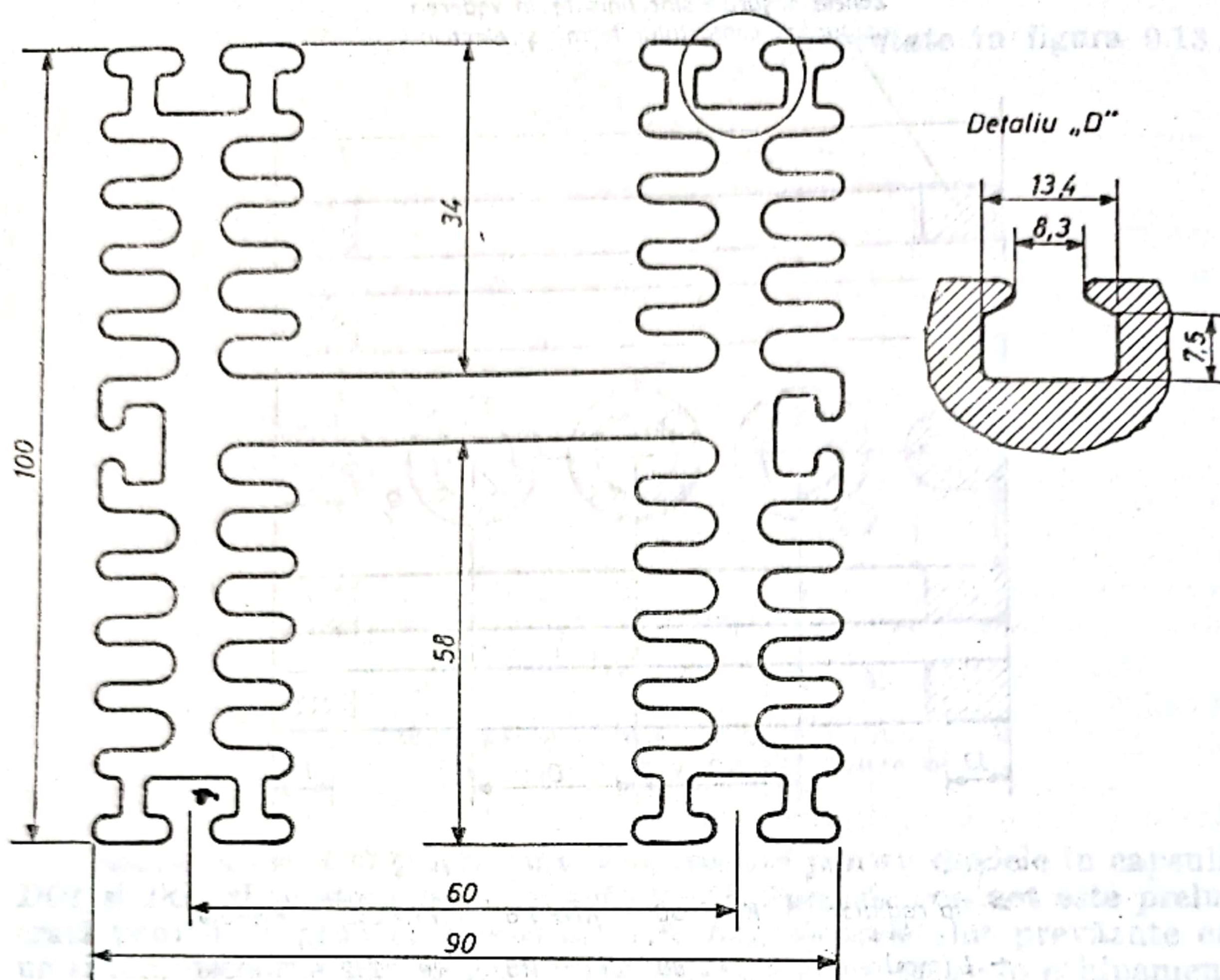


Fig. 9.16. Profil din aluminiu extrudat de tip KNF (secțiune).

9.3.8. Module de medie putere cu punct median

Modulele de medie putere cu punct median sînt realizate într-o variantă monobloc cu radiator propriu izolat electric față de dispozitivele semiconductoare conținute.

Construcția acestor module asigură un nivel de performanțe deosebit, gabarit foarte mic, fiabilitate excelentă în special la solicitarea de oboseală termică (contactele sînt de tip presat), sistem de montaj și conectare simplu. Modulele sînt realizate într-o singură variantă constructivă cu mai multe variante funcționale:

— modul *TT* (modul tiristor — tiristor);
— modul *TD* sau *DT* (modul tiristor — diodă sau diodă — tiristor);
— modul *DD* (modul diodă — diodă).

Folosind două sau trei astfel de module compacte montate pe un radiator tip *KM* (vezi figura 9.17.) se pot obține punți redresoare monofazate sau trifazate.

Caracteristicile termice ale acestui radiator sînt date în figura 9.18.

În funcție de tipurile de module utilizate (*TT*, *DT*, sau *DD*) puntea redresoare poate fi comandată, semicomandată sau necomandată.

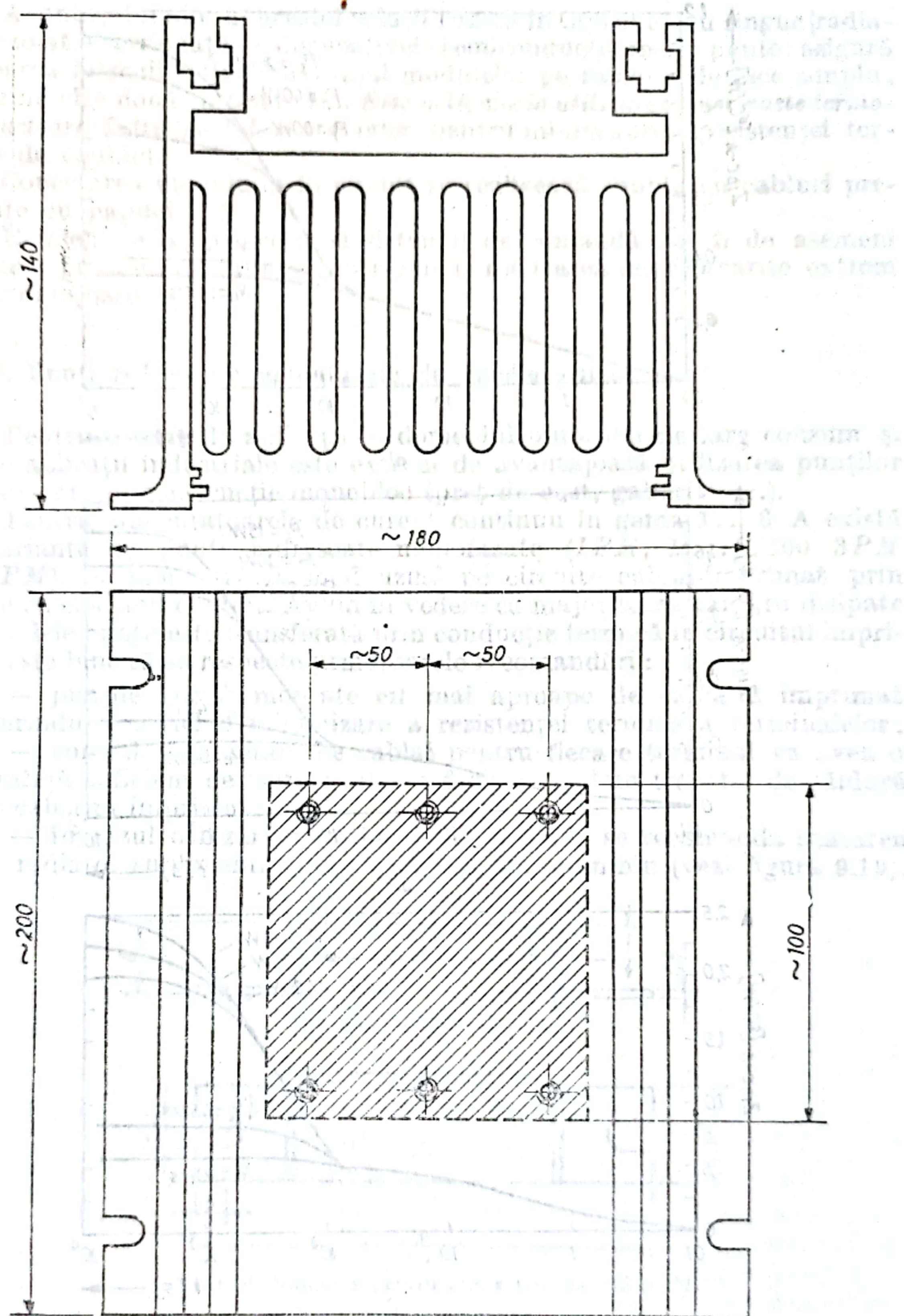
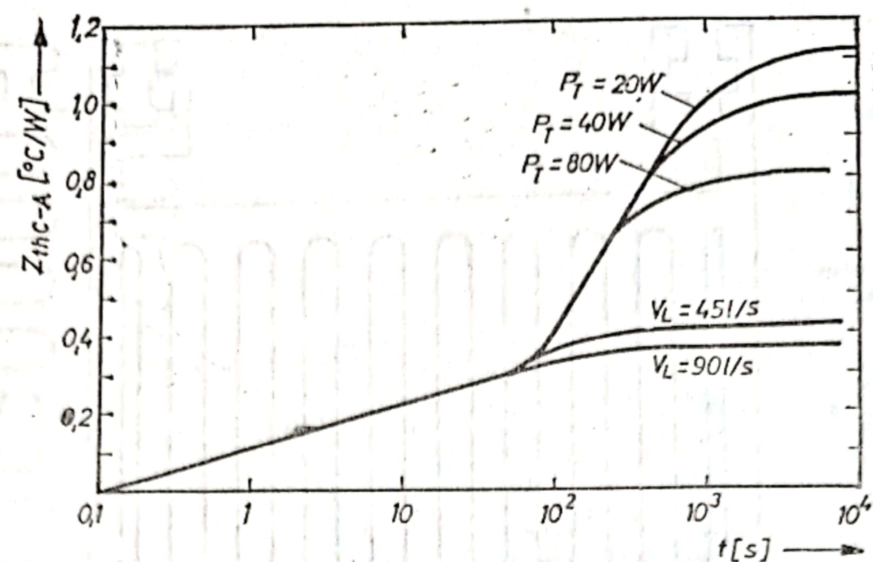
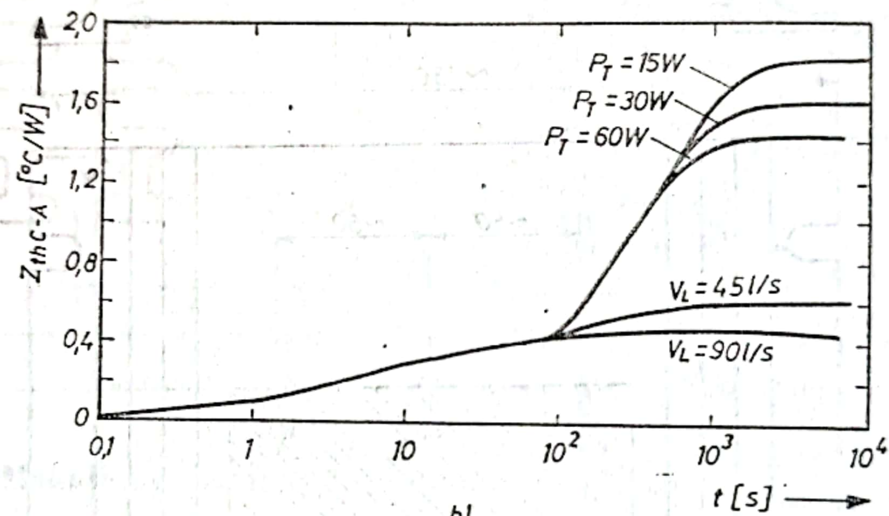


Fig. 9.17. Radiator tip KM pentru module cu punct median.





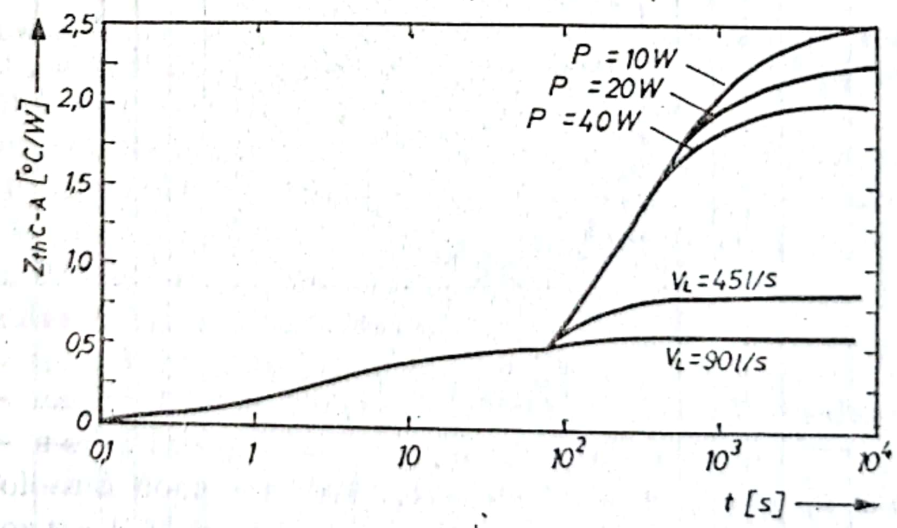


Fig. 9.18. Impedanţa termică tranzitorie a radiatorului KM în funcţie de puterea disipată de un dispozitiv din modul (la convecţia naturală la $T_a = 45°C$) sau în regim de ventilaţie forţată la $T_a = 35°C$: (a) Un modul montat pe radiattor; (b) Două module montate pe radiator (c) Trei module montate pe radiator.

Avantajul major al acestei soluţii constă în faptul că un singur radiator (izolat electric faţă de dispozitivele semiconductoare din punte) asigură disiparea întregii puteri. Montajul modulelor pe radiator se face simplu, utilizînd cîte două şuruburi M5. *Este obligatorie utilizarea unei paste termoconductoare între modul şi radiator* pentru minimizarea rezistenţei termice de contact.

Conectarea modulului în circuit se realizează simplu cu cabluri prevăzute cu papuci ∅5.

Elementele de protecţie şi sistemul de comandă pot fi de asemeni montate pe radiator, fapt ce contribuie la realizarea unor gabarite extrem de avantajoase.

9.3.9. Punţi redresoare monofazate de medie putere

Pentru o serie de aplicaţii în domeniul bunurilor de larg consum şi unele aplicaţii industriale este extrem de avantajoasă utilizarea punţilor monofazate în construcţie monobloc (preţ de cost, gabarit etc.).

Pentru alimentatoarele de curent continuu în gama 1...6 A există 4 variante de punţi redresoare monofazate (*IPM*, *B*...C1500 3*PM* şi 4*PM*). Se montează în mod uzual pe circuite cablaj-imprimat prin lipire cu ciocanul de lipit. Avînd în vedere că majoritatea căldurii disipate de diodele punţii este transferată prin conducţie termică în circuitul imprimat este bine să se respecte următoarele recomandări:

— punţile vor fi montate cît mai aproape de cablajul imprimat asigurîndu-se astfel o minimizare a rezistenţei termice a terminalelor;

— zona de contactare pe cablaj pentru fiecare terminal va avea o suprafaţă suficient de mare pentru a facilita un bun transfer de căldură spre cablajul imprimat;

— în cazul utilizării punţilor 3*PM* şi 4*PM* se recomandă ataşarea unui radiator suplimentar din cupru sau din aluminiu (vezi figura 9.19).

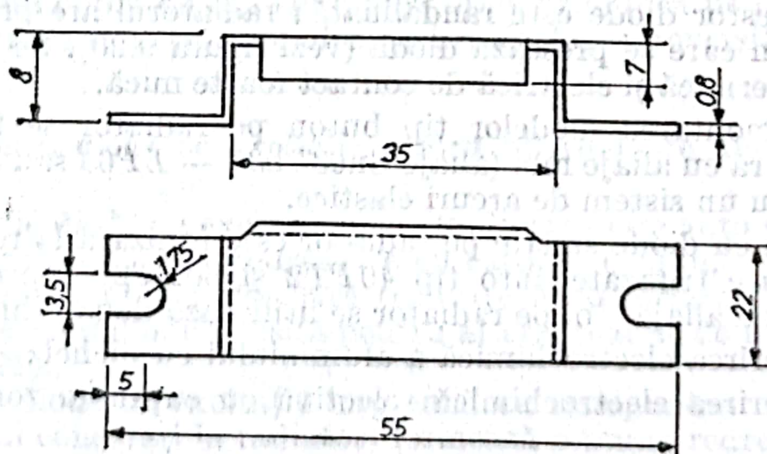


Fig. 9.19. Radiator pentru punte monofazată 3*PM*.

Pentru sursele de curent continuu în gama 10...20 A se recomandă utilizarea punţilor monofazate tip 10*PM* şi 20*PM*.

Aceste punţi prezintă avantajul unor gabarite mici, în condiţiile în care capsula este izolată electric de dispozitivele semiconductoare ce compun puntea. Este suficientă utilizarea unui radiator pentru disiparea întregii puteri disipate de punte.

Radiatoarele uzuale pentru punţile monofazate de tip 10*PM* şi 20*PM* sînt radiatoarele de tip placă, radiatoarele de tip U, radiatoarele de tip *A*60 şi *A*80. Este obligatorie utilizarea unei paste termoconductoare la interfaţa capsulă punte-radiator.

Montarea punţii pe radiator se face prin strîngere cu şurub *M*4 (în cazul punţii tip 10*PM*) sau *M*6 (în cazul punţii tip 20*PM*).

Conectarea electrică a punţii în circuit se face fie prin fire lipite fie cu fire cu papuci.

9.3.10. Punţi redresoare trifazate pentru alternatoare

O clasă specială de module redresoare de medie putere o reprezintă punţile redresoare trifazate pentru alternatoare auto. Sînt realizate prin asamblarea a două semipunţi (o semipunte cu diodele conectate cu catodul la radiator). Radiatoarele sînt realizate din profile din aluminiu extru-

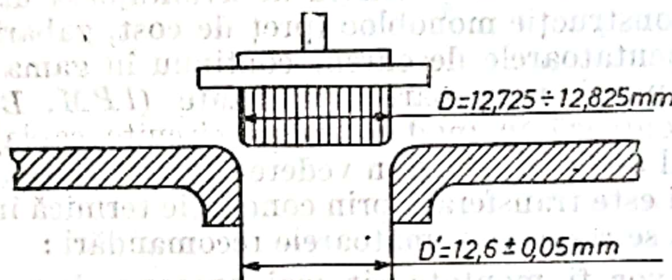


Fig. 9.20. Detaliu de radiator pentru diode tip *press-fit*.

date sau din aliaje de aluminiu injectate. Diodele redresoare pentru realizarea punţilor auto sînt diode tip *press-fit* (diode *RA*) şi diode tip *buton* (diode *RAG*).

Diodele tip press-fit se montează în radiator prin presare. Suprafaţa laterală a acestor diode este randalinată; radiatorul are prevăzute lăcaşuri precise în care se presează dioda (vezi figura 9.20). Se asigură astfel o rezistenţă termică şi electrică de contact foarte mică.

Pentru montarea diodelor tip buton pe radiator se folosesc două tehnici: sudură cu aliaje moi (aliaje Sn63Pb37 — *LP*63 sau Sn96,5 Ag3,5) sau presare cu un sistem de arcuri elastice.

Varianta cu diode sudate pe radiator este utilizată la realizarea punţilor redresoare trifazate auto tip 40*PT*2 şi 60*PT*2. Pentru asigurarea sudabilităţii cu aliaje oi pe radiator se utilizează două tehnologii:

— acoperirea electrochimică a aluminiului cu nichel;

— acoperirea electrochimică selectivă cu cupru în zona de montaj a diodelor.

La punţile redresoare trifazate tip 45*PT*2 contactul dintre diode şi radiatoare este asigurat de sisteme de arcuri elastice. Presiunea de contact este asigurată prin strîngere cu un şurub la un cuplu controlat.

Evacuarea căldurii de la radiator la mediul ambiant se face prin ventilare forţată pe alternator (alternatoarele au în general o paletă ventilator ataşată la fulia de antrenare a rotorului). Sistemul de conexiuni al punţilor redresoare trifazate auto este format în general din două şuruburi de dimensiuni diferite (M6 pentru borna plus, M5 pentru borna de masă)

care folosesc și la montajul mecanic al punții pe alternator. Bornele de fază sînt realizate din conexiuni la care se lipesc terminațiile înfășurărilor statorice.

Avînd în vedere că alternatoarele pentru autovehicule sînt generatoare cu autolimitare atît la curentul debitat cît și la tensiunea electromotoare (menținută constantă de releul regulator de tensiune) nu este necesară dotarea cu sisteme de protecții la supracurenți sau supratensiuni.

Cu toate acestea, punțile redresoare trifazate auto sînt prevăzute prin construcție cu un sistem de protecție la supracurenți. În situația în care se scurtcircuitează două diode (cîte una pe fiecare din cele două radiatoare) sau se inversează în mod accidental bornele bateriei, prin puntea redresoare și prin cablurile de legătură dintre baterie și alternator apar curenți de 200...400 A care pot provoca incendii pe autovehicul. Pentru a elimina acest risc pe conexiunile de fază ale punții sînt prevăzute zone îngustate care funcționează ca o siguranță fuzibilă la curenți de ordinul 150...200 A și întrerup circuitul.

Pentru utilizatorii de punți redresoare trifazate auto sînt de reținut următoarele recomandări:

— *este interzisă inversarea bornelor de conectare a bateriei de acumulator la alternator chiar și pentru timpi foarte scurți* (în caz contrar puntea redresoare se distruge ireversibil);

— *este interzisă decuplarea bateriei de acumulatori în timpul funcționării* (tensiunea la bornele alternatorului este menținută în raport cu tensiunea pe baterie);

— *este interzisă utilizarea punților redresoare trifazate auto în alte aplicații decît pe alternator* (curba de încărcare curent—disipare căldură este garantată doar în condițiile funcționării pe alternator);

— *este interzisă demontarea (în vederea reparării) a punților tip* 45PT2.

Producătorul de punți redresoare este singurul care asigură respectarea condițiilor de strîngere la cuplu. Pentru cupluri de strîngere insuficiente, rezistența termică de contact este mare fapt ce conduce la o temperatură excesivă de funcționare a diodelor și în consecință la o defectare prematură. La un cuplu de strîngere prea mare presiunea pe diodă poate conduce la fisurarea structurii de siliciu și la defectarea ireversibilă a punții

9.3.11. Ansambluri diode de excitație pentru alternatoare auto

Ansamblurile diode de excitație pentru alternatoare auto sînt module semipunți trifazate cu diode redresoare cu catodul comun.

Împreună cu punțile redresoare trifazate auto formează o configurație de redresor cu 9 diode folosită pentru alternatoarele cu autoexcitație (vezi figura 9.21).

Ansamblul diode de excitație împreună cu semipuntea negativă (cu diodele cu anozii conectați la radiator) formează o punte redresoare suplimentară care asigură redresarea curentului necesar pentru alimentarea excitației alternatorului. Ansamblurile diode de excitație sînt fabricate în două variante constructive:

- capsulă din material izolant umplută cu rășină epoxi în care este înglobată partea activă a ansamblului (ansamblu de excitație tip 4PT2);
- capsulă injectată din rășină siliconică sau epoxi care înglobează partea activă (ansamblu de excitație tip 4PTM2).

Ansamblul de diode de excitaţie se ataşează punţii redresoare trifazate prin înclichetare (4*PT*2) sau strîngere cu piuliţe (4*PTM*2). Conexiunile de fază se conectează între ele (prin lipire cu aliaj sau mecanic). Evacuarea căldurii disipate se face prin ventilaţie forţată pe alternator.

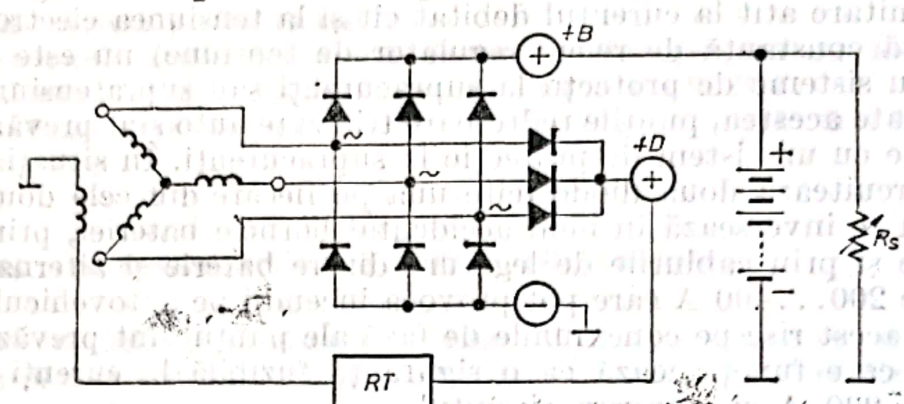


Fig. 9.21. Configuraţie e redresor cu 9 diode (punte redresoare trifazată + ansamblu diode de excitaţie) pentru alternatoare cu autoexcitaţie.

9.4. Module de putere compacte

Ultimii ani au demonstrat că *integrarea* s-a impus ca o tendinţă modernă şi în plină expansiune în cadrul electronicii de putere. Această nouă direcţie a pornit de la următoarele imperative:

a) reducerea gabaritului, masei şi consumului de materiale la echipamentele electronice de putere;

b) conservarea performanţelor electronice obţinute utilizînd variantele constructive discrete.

Aşadar, s-a avut în vedere *o soluţie radicală pentru îmbunătăţirea considerabilă a raportului performanţe/costuri*, întrucît prima din cerinţele menţionate este echivalentă cu reducerea costurilor (atît la nivel de dispozitiv cît şi de echipament) pentru o funcţie electronică şi un nivel de performanţă date.

În cadrul electronicii de putere, integrarea se materializează practic prin *încapsularea hibridă* în acelaşi *ansamblu modular nedemontabil (modul compact* sau *modul funcţional)* a unor structuri semiconductoare de putere

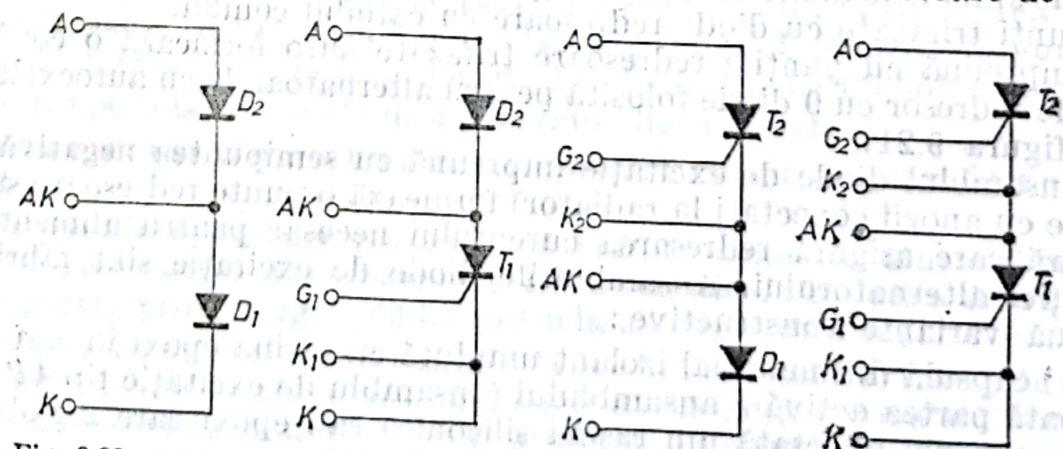


Fig. 9.22. Schemele electrice ale modulelor cu diode şi tiristoare de putere.

interconectate în interiorul capsulei conform unor reguli de interconectare întîlnite foarte frecvent în aplicaţiile electronice de putere. La ora actuală se realizează module compacte de putere conţinînd diode, tiristoare, *GTO*, tranzistoare. În unele cazuri modulele înglobează şi circuitele de comandă. Cu ajutorul modulelor, obţinerea acţionărilor de curent continuu şi alternativ şi a convertizoarelor pînă la 150 kW s-a simplificat, simultan cu scăderea substanţială a volumului şi preţului.

În figurile 9.22 şi 9.23 sînt prezentate schemele electrice ale unor module de putere cu diode, tiristoare şi tranzistoare. Tranzistoarele de putere şi tiristoarele *GTO* încapsulate modular au încorporată şi o diodă rapidă conectată electric. Prin construcţie terminalele *A* şi *K* (respectiv *C* şi *K*) sînt adiacente, conectarea diodei în antiparalel cu tiristorul *GTO* sau tranzistorul devenind astfel foarte simplă.

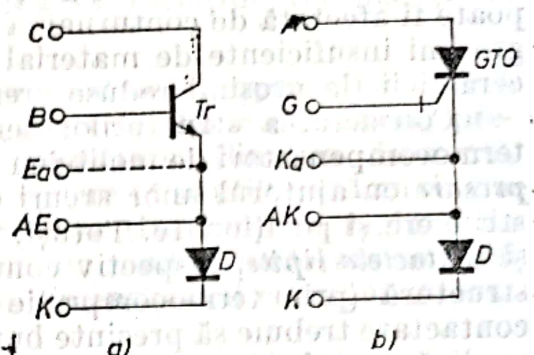


Fig. 9.23. Scheme electrice ale unor module de putere cu tranzistor şi diodă rapidă (*a*), respectiv cu *GTO* şi diodă rapidă (*b*). Notaţii: E_a = emitor auxiliar, K_a = catod auxiliar.

Interconectarea în antiparalel a unor componente de putere discrete conform schemelor din figurile 9.22 şi 9.23 ar presupune radiatoare separate (şi izolate electric între ele) pentru fiecare componentă. Caracterul compact al modulului implică montarea acestuia pe un singur radiator. Ca urmare, o caracteristică foarte importantă a modulelor de putere este aceea că *baza lor*, care asigură contactul termic cu sistemul de răcire, *trebuie să fie izolată electric faţă de oricare din terminalele ansamblului.*

În fine, ansamblul de componente încapsulate modular trebuie să facă faţă aceloraşi cerinţe de ordin mecanic ca şi dispozitivele discrete (rezistenţă corespunzătoare la solicitările mecanice care intervin în timpul montajului în echipament precum şi în funcţionare). Mai mult, caracterul nedemontabil al modulului fac imposibile eventuale intervenţii pentru corectarea montajului necorespunzător al unei componente.

În rezumat, modulelor compacte de putere li se impun următoarele cerinţe:

a) *interconectarea* corespunzătoare a componentelor;
b) *izolarea electrică* a componentelor faţă de placa de bază (radiator);
c) *contact termic foarte bun* (rezistenţa termică cît mai scăzută) de la structură pînă la radiator;
d) *robusteţe mecanică* corespunzătoare.

Suplimentar, *fiabilitatea* structurilor montate modular trebuie să fie superioară în raport cu a celor din dispozitivele discrete corespunzătoare, întrucît modulul compact nu poate fi demontat în vederea înlocuirii unei eventuale componente defecte, ceea ce impune înlocuirea întregului modul fără posibilitatea „salvării" celeilalte componente nedefectate.

Realizarea modulelor compacte de putere porneşte de la structuri similare celor utilizate în dispozitivele de putere discrete. Izolarea electrică faţă de placa de bază din cupru se asigură cu ajutorul unor *materiale izolatoare care au şi o excelentă conductivitate termică*: oxid de aluminiu, oxid de beriliu, nitrură de aluminiu. Aceste *materiale ceramice* sînt utilizate

sub forma unor plăci cît mai subțiri, metalizate sau nu (pe suprafețele de contact), și prelucrate cu un înalt grad de precizie. Reducerea grosimii plăcii ceramice este dictată de necesitatea unei rezistențe termice cît mai scăzute, însă este limitată de tensiunea de izolație minimă impusă (care poate fi afectată de conturnarea laterală a cîmpului electric, în cazul unei grosimi insuficiente de material izolant) cît și de robustețea mecanică a ceramicii (la grosimi reduse crește riscul spargerii acesteia).

Contactarea structurilor semiconductoare (aliate pe contraelectrozi termocompensatori de molibden sau wolfram) se realizează în general prin *presare* cu ajutorul unor arcuri calibrate și a unor elemente auxiliare de strîngere și poziționare. Totuși, pentru puteri nu prea mari, se utilizează și *contactele lipite*, respectiv contactele obținute prin *sudura unor fire* pe structură (prin termocompresie sau ultrasunete). Suprafețele adiacente contactate trebuie să prezinte bune proprietăți termice și electrice. Aceasta explică gradul ridicat de precizie a prelucrării tuturor suprafețelor, precum și utilizarea unor materiale moi (argint) pentru preluarea neregularităților acestor suprafețe. Contactul direct dintre conexiunile exterioare și structură (fără sertizări intermediare) reduce pierderile de putere, deci încăl-

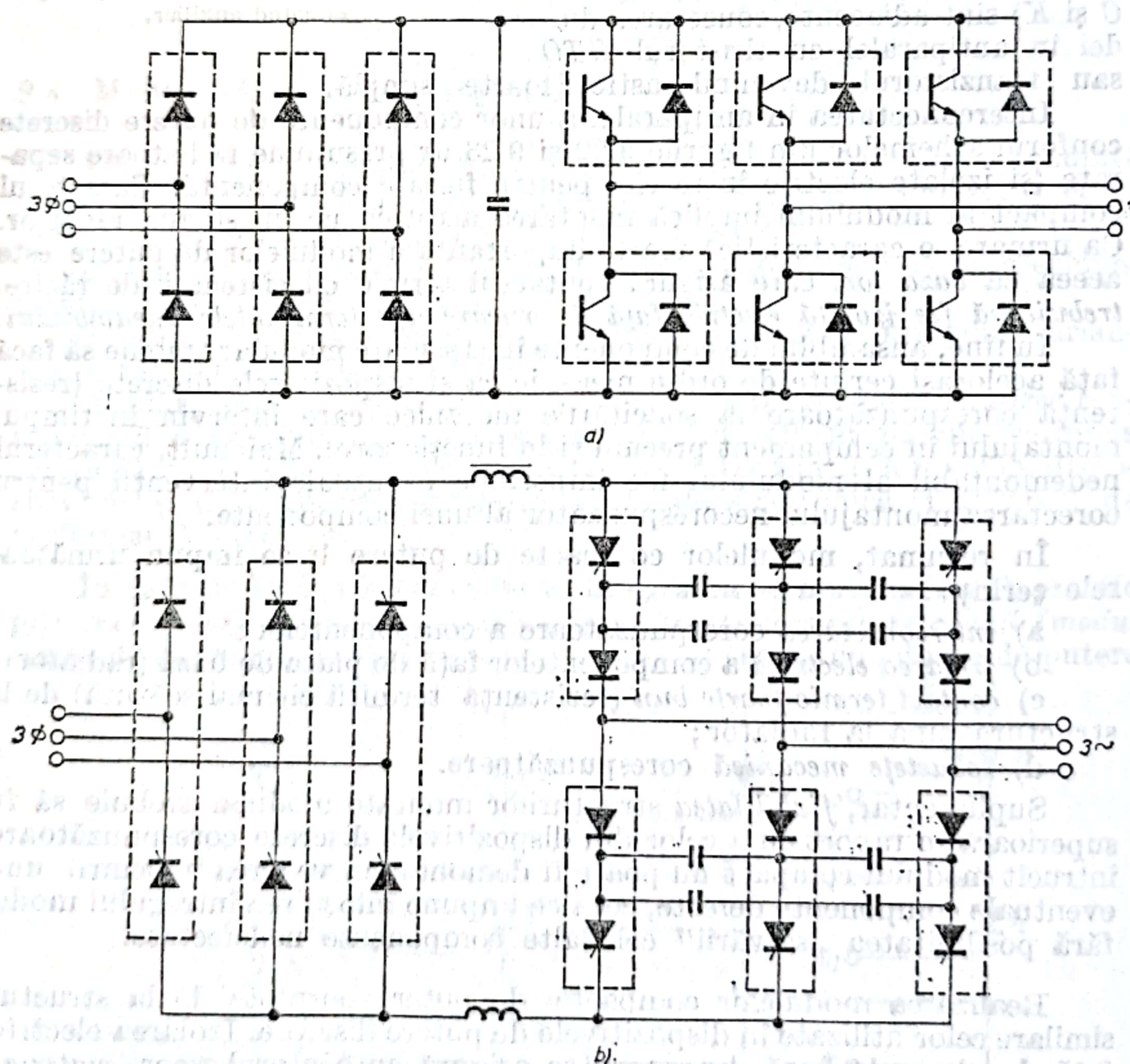


Fig. 9.24. Schemele de principiu ale invertorului de tensiune cu tranzistoare (*a*) și invertorului de curent cu tiristoare (*b*), realizate cu ajutorul modulelor compacte (încadrate cu linie punctată)

zirea suplimentară a modulului. Spre deosebire de capsulele dispozitivelor de putere discrete, care se videază, capsula modulară (din material plastic) *se umple* cu un material organic (elastic sau rigid) care asigură etanşeitatea corespunzătoare şi stabilitatea la variaţiile termice şi de umiditate ale mediului ambiant.

Proiectarea circuitelor electronice cu module compacte nu diferă principial de cazul utilizării dispozitivelor discrete. Foile de catalog prezintă aceleaşi tipuri de date şi curbe de proiectare. Singura diferenţă notabilă apare în calculul termic, avînd în vedere că se utilizează un singur radiator pentru întregul modul. Proiectantul va ţine cont de regimul de lucru cel mai defavorabil al componentelor din modul (încărcare termică maximă a modulului) în vederea alegerii şi dimensionării corespunzătoare a radiatorului.

Modulele compacte de putere sînt prezente într-o mare varietate de aplicaţii: punţi redresoare comandate sau necomandate, mono- şi trifazate, invertoare, convertizoare de frecvenţă etc. Pentru ilustrarea eficienţei utilizării modulelor în practică, în figura 9.24 se prezintă două aplicaţii semnificative: două invertoare larg utilizate în acţionările de curent alternativ, realizate integral cu module de putere. Sînt încadrate modulele compacte. Toate modulele pot fi montate pe acelaşi radiator; acesta va fi dimensionat pentru evacuarea puterii totale generate în dispozitivele active

9.5. Module de mare putere

Modulele de mare putere sînt realizate cu următoarele tipuri de dispozitive semiconductoare:

- diode redresoare normale în capsula *B*42 (*D*325, *D*355)
- diode redresoare rapide în capsula *T*20 (*D*178*S*, *D*208*S*)
- diode redresoare normale în capsula *E*50 (*D*400, *D*450)
- diode redresoare normale în capsula *T*20 (*D*358, *D*408)
- diode redresoare rapide în capsula *T*30 (*D*400*S*, *D*495*S*)
- diode redresoare normale în capsula *T*30 (*D*500, *D*630, *D*800, 1000)
- diode redresoare normale în capsula *T*50 (*D*1300, *D*1600)
- tiristoare normale în capsula *B*27 (*T*63, *T*80, *T*100)
- tiristoare normale în capsula *T*20 (*T*160, *T*200)
- tiristoare normale în capsula *E*50 (*T*250, *T*320, *T*350)
- tiristoare normale în capsula *T*30 (*T*455, *T*500)
- tiristoare normale în capsula *T*50 (*T*700)
- tiristoare rapide în capsula *B*27 (*T*50*F*, *T*63*F*, *T*80F)
- tiristoare rapide în capsula *D*50 (*T*195*F*, *T*290*F*)
- tiristoare rapide în capsula *T*30 (*T*600*F*)

Pentru modulele de mare putere au fost elaborate sisteme eficiente de evacuare a căldurii care permit realizarea unei mari diversităţi constructive ce poate acoperi practic orice opţiune a utilizatorului (convecţie naturală sau forţată, răcire pe o faţă sau pe două feţe etc.).

IPRS — BĂNEASA livrează o mare parte din dispozitivele de putere sub formă de module (dispozitive semiconductoare de putere montate pe ansambluri de răcire).

Variantele constructive de module redresoare sînt date în tabelul 9.5.

Tabelul 9.5

Module de mare putere

Tip ansamblu de răcire	Tip capsulă	Fluid de răcire	Tip modul
Radiator tip TNF	*B*27	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor • modul cu punct median • modul semipunte
Radiator tip R	*B*27	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor • modul cu punct median • modul semipunte
Ansamblu de răcire tip *KX* 180—30 tip *KX* 180—50	*T*30 *T*50	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor răcire bilaterală
Ansamblu de răcire tip *H* 200—30 tip *H* 200—50	*T*30 *T*50	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor răcire bilaterală
Ansamblu de răcire tip *WR* 200—30 tip *WR* 200—50	*T* 30 *T* 50	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor răcire bilaterală
Ansamblu de răcire tip *WS* 150—*U*—50 tip *WS* 300—*U*—50	*T*50	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor răcire unilaterală
Ansamblu de răcire cu apă tip *BAB* 30 *BAB* 50	*T*30 *T*50	apă, convecţie forţată	• modul redresor • modul cu punct median
Ansamblu de răcire miniatură tip *KX* 2	*T*20	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor • modul cu punct median • modul semipunte
Ansamblu de răcire miniatură tip *SVF*150	*T*20	aer, convecţie naturală sau forţată	• modul redresor • modul semipunte

Modulele redresoare au stat la baza elaborării seriilor unitare de punţi redresoare şi contactoare statice, descrise în continuare.

Serie unitară de punţi redresoare cu dispozitive semiconductoare de putere în gama 25...4000 A.

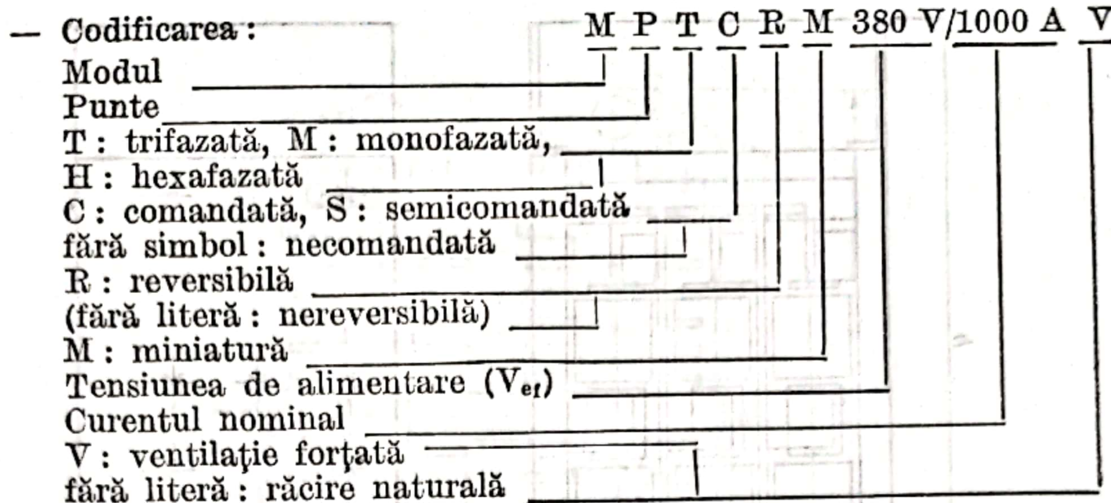
— Domeniul de utilizare: acţionări electrice industriale (convertoare cu comutaţie naturală sau forţată, redresoare necomandate, semicomandate sau comandate, invertoare, variatoare etc.).

— Tensiuni de alimentare: max 900 V_{ef}

— Curentul nominal: 25 A...4000 A

— Tip de răcire: cu aer, convecţie naturală sau forţată





Punţi redresoare în gama 100...350 A

Sînt realizate într-o construcţie compactă, miniaturizată în următoarele variante funcţionale; punţi redresoare *monofazate* sau *trifazate comandate, semicomandate* sau *necomandate*, cu tensiuni de alimentare în gama 24 V_{ef} ... 380 V_{ef}.

Ansamblul de răcire utilizat este *SVF*-150, iar dispozitivele (diode sau tiristoare) sînt în capsula *T*20.

Formele constructive sînt date în figura 9.25. (punte monofazată şi în figura 9.26. (punte trifazată).

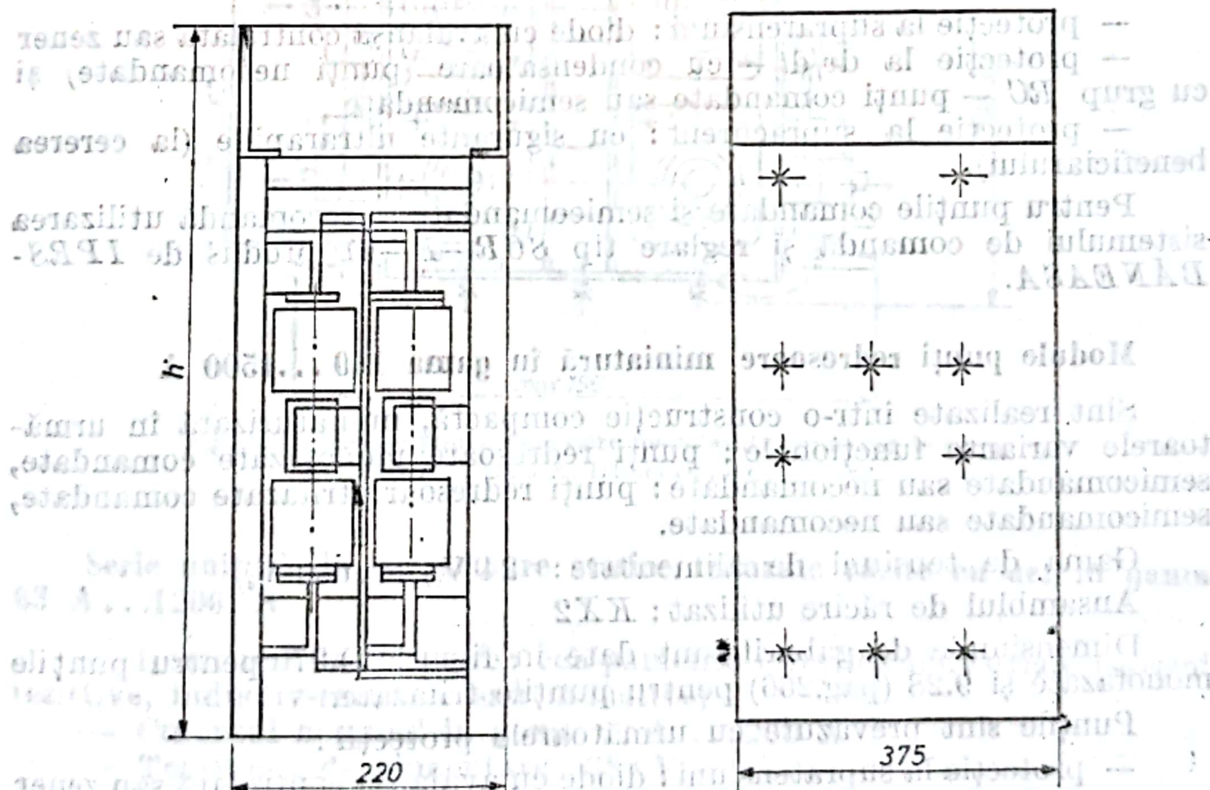


Fig. 9.25. Punţi monofazate în gama 100 A...350 A. Dimensiuni de gabarit.

Răcirea este asigurată prin convecţie naturală.

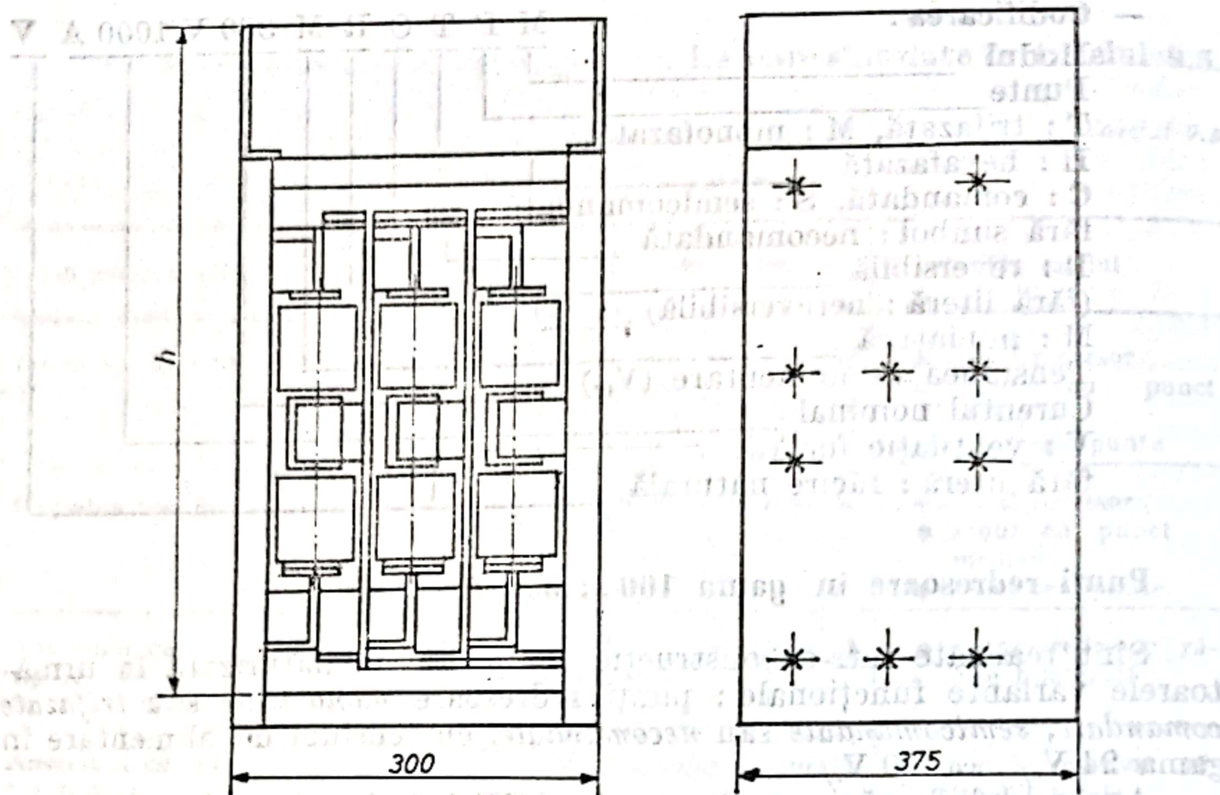


Fig. 9.26. Punţi trifazate în gama 160 A...350 A. Dimensiuni de gabarit.

Punţile redresoare sînt prevăzute cu sisteme de protecţii după cum urmează:

— protecţie la supratensiuni: diode cu avalanşă controlată sau zener

— protecţie la d*v*/d*t* — cu condensatoare (punţi necomandate) şi cu grup *RC* — punţi comandate sau semicomandate

— protecţie la supracurent: cu siguranţe ultrarapide (la cererea beneficiarului).

Pentru punţile comandate şi semicomandate se recomandă utilizarea sistemului de comandă şi reglare tip *SCR—F*—01 produs de *IPRS-BĂNEASA*.

Module punţi redresoare miniatură în gama 160...1500 A

Sînt realizate într-o construcţie compactă, miniaturizată în următoarele variante funcţionale; punţi redresoare monofazate comandate, semicomandate sau necomandate: punţi redresoare trifazate comandate, semicomandate sau necomandate.

Gama de tensiuni de alimentare: 24 V_{ef} ...660 V_{ef}

Ansamblul de răcire utilizat: *KX*2

Dimensiunile de gabarit sînt date în figurile 9.27 pentru punţile monofazate şi 9.28 (pag.266) pentru punţile trifazate.

Punţile sînt prevăzute cu următoarele protecţii:

— protecţie la supratensiuni: diode cu avalanşă controlată sau zener

— protecţie la d*v*/d*t*: condensatoare sau grup *RC*

— protecţie la supracurent: siguranţe ultrarapide cu sau fără microîntrerupător (opţional)

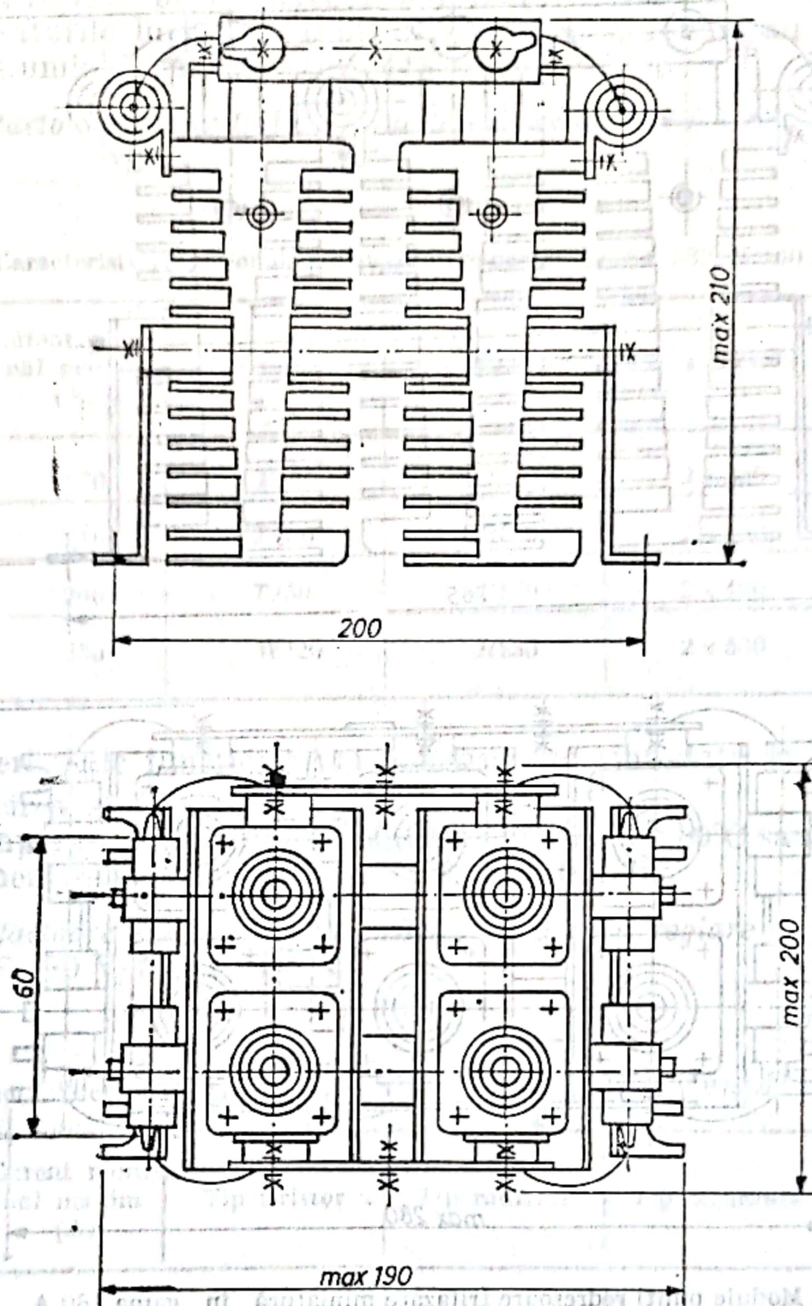


Fig. 9.27. Module punți redresoare monofazate miniatură în gama 160 A...1900 A. Dimensiuni de gabarit.

Serie unitară de contactoare statice trifazate răcite cu aer în gama 63 A...1200 A

— Domeniul de utilizare: echipamente electrice industriale (sarcini rezistive, inductiv-rezistive sau inductive)
— Curentul nominal în gama 63 A...1200 A
— Tensiunea de alimentare: 380 V
— Tip răcire: cu aer convecție naturală sau forțată

Seria se compune din:

1. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer tip CSTA* 380 V/63 A, 80 A, 100 A.

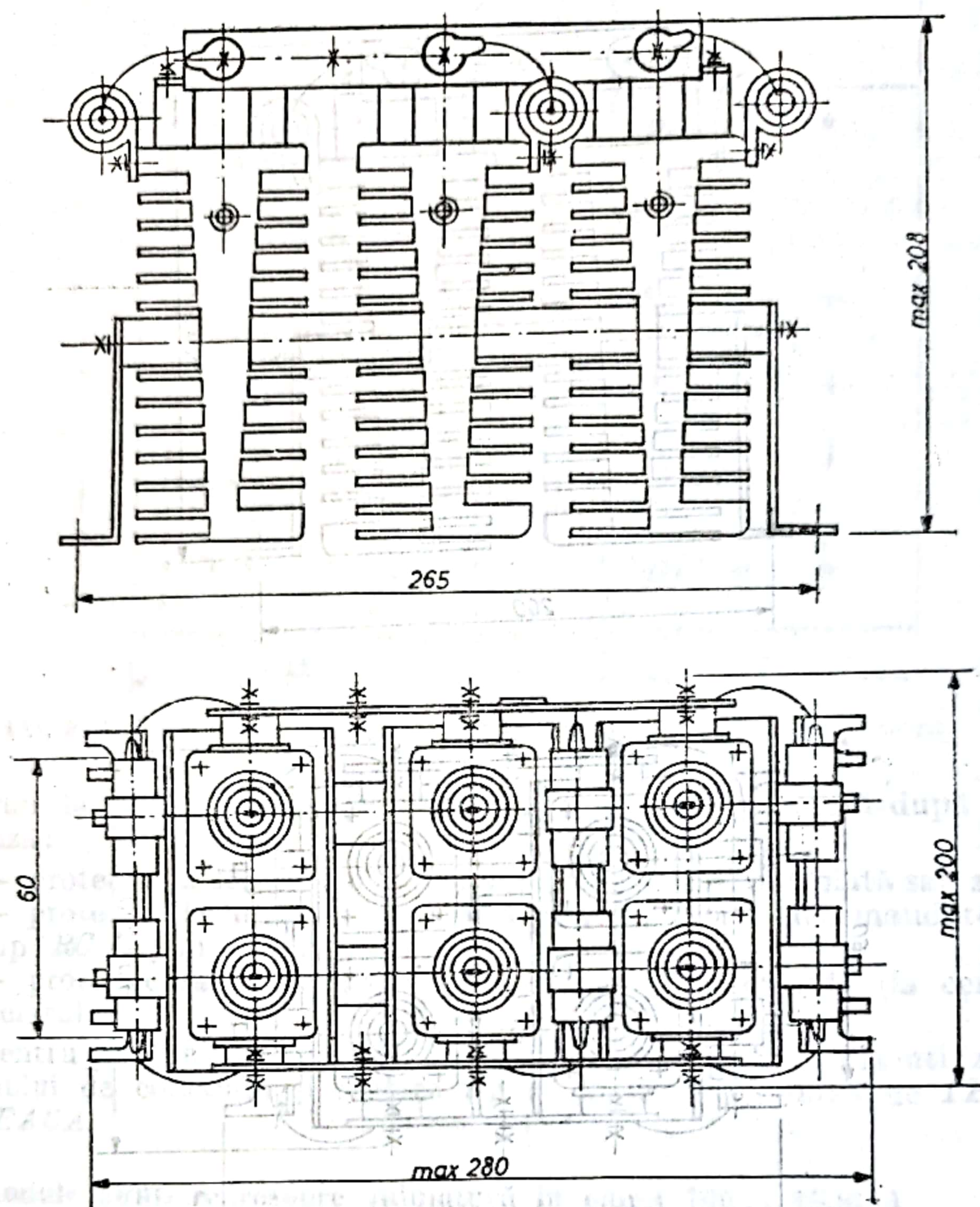


Fig. 9.28. Module punți redresoare trifazate miniatură în gama 160 A . . .1500 A. Dimensiuni de gabarit.

Tabelul 9.6

Caracteristici funcționale și constructive pentru *CSTA* 380 V/63 A . . .100 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal maxim (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranțe	Pd (W)
63	70	*T63*	*TVF80*	2×100	260
80	90	*T80*	*TVF80*	2×100	300
100	115	*T100*	*TVF80*	2×200	350

Caracteristicile funcţionale şi constructive sînt date în tabelul 9.6.
Răcirea se face prin convecţie naturală.
Temperaturile limită de utilizare sînt: $T_c \leqslant 100°C$ sau $T_r \leqslant 80°C$.
Dimensiunile de gabarit sînt 445 × 310 × 250.

2. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer tip CST* 380 V/160A ... ...320 A.

Tabelul 9.7

Tabel 9.7. Caracteristici funcţionale şi constructive pentru *CSTA* 380 V/160 A...320 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal maxim (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranţe	Pd (W)
160	170	*T*160	*R*150	2×250	560
200	210	*T*200	*R*150	2×350	620
250	260	*T*250	*R*150	2×400	650
320	330	*W*320	*R*150	2×500	0701

Caracteristicile funcţionale şi constructive sînt date în tabelul 9.7.
— Răcirea se face prin convecţie naturală
— Temperaturile limită de utilizare sînt: $T_c \leqslant 100°C$ sau $T_r \leqslant 80°C$.
— Dimensiunile de gabarit sînt 620×350×300.

3. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer cu reglare pe fiecare fază tip CSTRF* 380 V/400 A, 900 A.

Tabelul 9.8

Caracteristici funcţionale şi constructive pentru *CSTRF* 380 V/400A, 700 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal maxim (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranţe	Pd (W)
400	420	*T*700	*KX*1−137	2×400	2160
700	750	*T*700	*KX*1−137	2×500	3780

Caracteristicile funcţionale şi constructive sînt date în tabelul 9.8.
Răcirea se face prin convecţie naturală
Temperaturile limită de utilizare sînt: $T_c \leqslant 100°C$ sau $T_r \leqslant 80°C$.
Dimensiunile de gabarit sînt: 555 × 350 × 565 pentru *CSTRF* 380 V/400 A şi 555 × 350 × 680 pentru *CSTRF* 380 V/700 A.

4. *Contactoare statice trifazate răcite cu aer tip CSTA* 380 V/400 A, 630 A.
Caracteristicile funcţionale şi constructive sînt date în tabelul 9.9.

Tabelul 9.9

Caracteristici funcționale și constructive pentru *CSTA* 380 V/400 A, 630 A.

Clasă curent (A)	Curent nominal max. (A)	Tip tiristor	Tip radiator	Tip siguranță	Pd (W)
400	430	*T*700	*KX*1—27	630A	950
630	650	*T*700	*KX*1—27	2×400A	1500

Răcirea se face prin convecție naturală pentru *CSTA* 380 V/400 A și prin ventilare forțată la *CSTA* 380 V/630 A.

Temperaturile limită de utilizare sînt: $T_c \leqslant 100°C$ sau $T_r \leqslant 80°C$.

Dimensiunile de gabarit sînt 640 × 350 × 300 pentru *CSTA* 380 V/400 A și 640 × 470 × 300 pentru *CSTA* 380 V/630 A.

Experiența acumulată de IPRS—BĂNEASA în domeniul modulelor de putere permite în acest moment abordarea unor variante funcționale și constructive la cererea clientului. Un puternic colectiv de proiectare este accesibil utilizatorilor din țară pentru orice tip de aplicație cu electronică de putere.

BIBLIOGRAFIE

1. *N. Iosif ș.a.*, **Tiristoare și module de putere — Catalog.** Editura Tehnică, București, 1984.
2. *A. Vătășescu ș.a.*, **Dispozitive semiconductoare, Manual de utilizare.** Editura Tehnică, București, 1975.
3. * * * **AEG-TELEFUNKEN — Powerblock — 1981.**
4. * * * **AEG-TELEFUNKEN — Thyristorsatze — 1979.**

ANEXE

---

* Aceste simboluri sînt stabilite prin documente ale *Comisiei Internaţionale de Electrotehnică* (publicaţiile *CEI* 117/7—71, *CEI* 747/6—83) şi au fost preluate în ţara noastră prin *STAS* 11381/13—81. Ele concordă, în marea majoritate a cazurilor, cu simbolurile recomandate de alte asociaţii de standardizare (*JEDEC*, *NEMA*, *IEEE*, *DIN*).

A.1

Nr. crt.	Explicaţia simbolului — Numele dispozitivului	Simbolul grafic al dispozitivului	Caracteristica curent — tensiune a dispozitivului
0	1	2	3
	DIODE		
1	Diodă semiconductoare	A K	I_A V_{AK}
2	Diodă tunel	A K	I_A V_{AK}
3	Diodă cu efect de străpungere unidirecţional (diodă Zener sau diodă stabilizatoare de tensiune)	A K Simbol STAS; A K Simbol larg utilizat	I_A V_{AK}
4	Diodă cu efect de străpungere bidirecţional (Diodă Zener bidirecţională sau diodă supresoare bidirecţională)	A K	I_A V_{AK}
5	Diodă bidirecţională (varistor)	A A; Simbolul este larg utilizat si pentru „Diac de declanşare, pct.16	I_A $V_{A_1A_2}$

0	1	2	3
	TIRISTOARE		
6	Tiristor-diodă blocat în invers (Diodă Shockley)		
7	Tiristor-diodă cu trecere în invers		
8	Tiristor-diodă bidirecțional (DIAC) (Diodă Shockley bidirecțională)		
9	Tiristor-triodă blocat în invers, poartă N (comandă spre anod)		
10	Tiristor-triodă blocat în invers, poartă P (comandă spre catod)		
11	Tiristor-triodă blocabil prin poartă N (comandă spre anod) (Tiristor GTO)		

0	1	2	3
12	Tiristor-triodă blocabil prin poartă P (comandă spre catod) (Tiristor GTO)	A, K, G	I_A, $I_G \neq 0$, $I_G = 0$, V_{AK}
13	Tiristor-triodă bidirecțional (triac)	A_1, A_2, G	I_{A1}, $I_G \neq 0$, $I_G = 0$, $V_{A_1A_2}$, $I_G \neq 0$
14	Tiristor-triodă cu trecere în invers, poartă N (comandă spre anod) (Tiristor RCT)	A, K, G	I_A, $I_G \neq 0$, $I_G = 0$, V_{AK}
15	Tiristor-triodă cu trecere în invers, poartă P (comandă spre catod) (Tiristor RCT)	A, K, G	
16	**DISPOZITIVE DE DECLANȘARE** DIAC de declanșare (Tip NPN)	A_1, A_2 *Se mai utilizează și simbolul de la pct. 5*	I_{A1}, $V_{A_1A_2}$
17	Tranzistor unijoncțiune bază de tip P	B_2, E, B_1	$-I_E$, $-V_{EB_1}$

A.1 (*continuare*)

0	1	2	3
18	Tranzistor unijoncţiune cu bază de tip N	B_2, E, B_1	V_{EB_1}, I_E
19	**DISPOZITIVE FOTO-SENSIBILE** Fotodiodă	A, K	I_A, V_{AK}, H=0, H_1, H_2, H = flux luminos
20	Fototiristor	A, K, G	I_A, V_{AK}, H≠0, H=0, H = flux. luminos
21	Diodă electroluminiscentă (LED)	A, K	I_A, V_{AK}
22	**SISTEME DE REDRE-SARE** Modul diodă-diodă sau tiristor-tiristor)	−, +, ~	
23	Punte redresoare monofazată, dublă alternanţă	−, +, ~	
24	Punte redresoare trifazată	F_1, F_2, F_3, +, −	

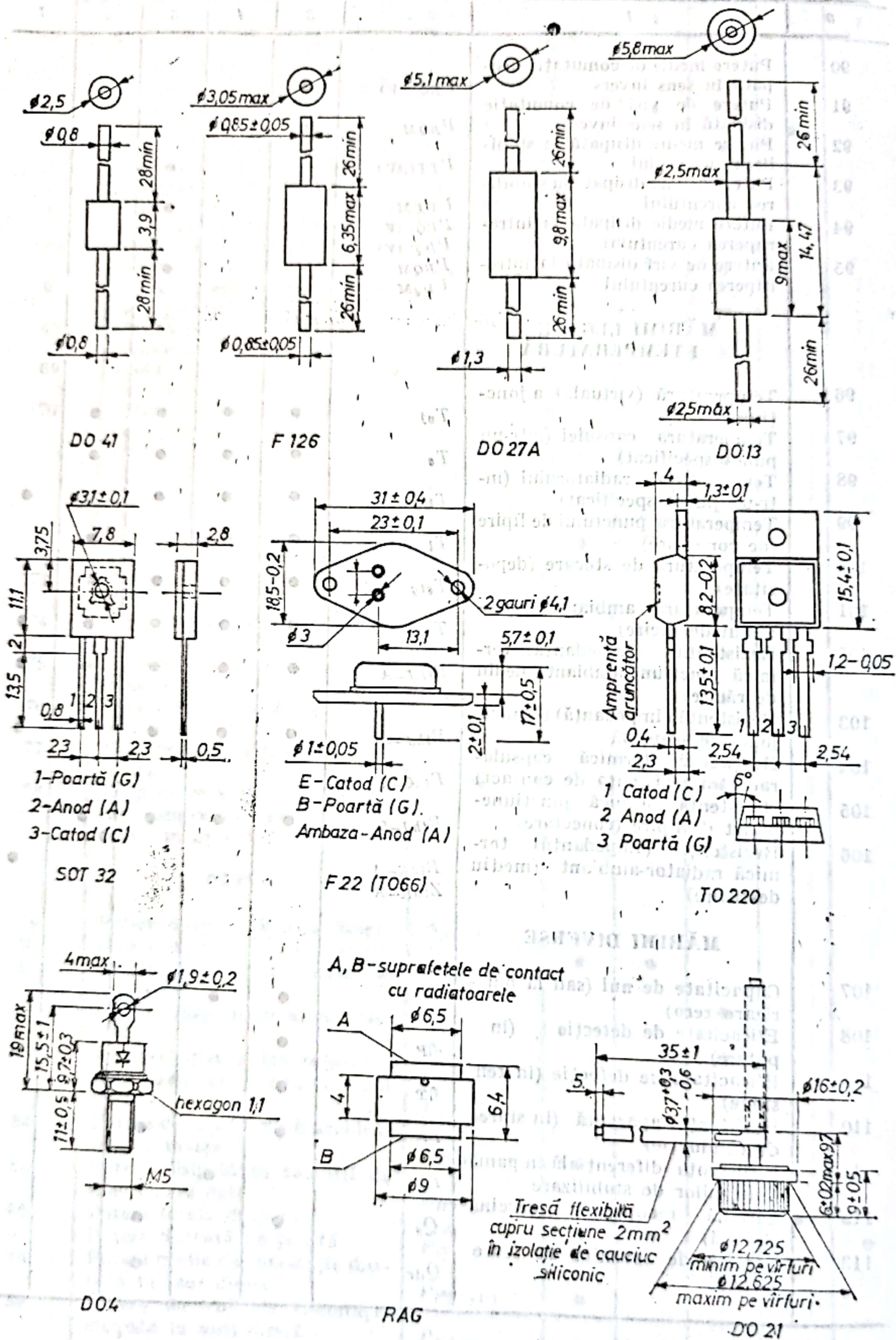
ANEXA 2

Nr. crt.	Terminologie	Simboluri literale	La ce dispozitive se folosește: Diode redresoare	Diode stabilizatoare	Tiristoare triace	Diace	Punți module
0	1	2	3	4	5	6	7
	TENSIUNI						
1	Tensiune directă continuă	V_F	●	●			
2	Tensiune directă de vîrf	V_{FM}	●	●			
3	Tensiune directă medie (cu $I_{F(AV)}$ specificat)	$V_{F(AV)}$	●	●			
4	Tensiune directă de vîrf repetitivă (sau tensiune directă de vîrf de revenire)	V_{FRM}	●				
5	Tensiune directă repetitivă (sau tensiune directă de revenire)	V_{FR}	●				
6	Tensiune continuă în starea de conducție	V_T			●		
7	Tensiune de prag	$V_{(TO)}$	●		●		
8	Tensiune de prag în stare de conducție	$V_{T(TO)}$			●		
9	Tensiune minimă în stare de conducție	$V_{T\,MIN}$			●		
10	Tensiune maximă în stare de conducție	$V_{T\,MAX}$			●		
11	Tensiune inversă continuă	V_R	●	●	●		
12	Tensiune inversă de vîrf repetitivă (sau tensiune inversă de vîrf de revenire)	V_{RRM}	●	●	●		
13	Tensiune inversă de vîrf nerepetitivă (de suprasarcină accidentală)	V_{RSM}	●		●		
14	Tensiune de străpungere	$V_{(BR)}$	●		●		
15	Tensiune continuă în stare blocată	V_D			●		
16	Tensiune de vîrf în stare blocată	V_{DM}			●		
17	Tensiune de vîrf repetitivă în stare blocată	V_{DRM}			●		
18	Tensiune de vîrf de lucru în stare blocată	V_{DWM}			●		
19	Tensiune inversă de avalanșă	V_{RA}	●				
20	Tensiune de stabilizare	V_Z		●			
21	Tensiune de zgomot în gama tensiunilor de stabilizare	V_{nz}		●			
22	Coeficient de temperatură al tensiunii directe	α_{VF}	●				
23	Tensiune continuă de întoarcere	$V_{(BO)}$			●	●	
24	Coeficient de temperatură al tensiunii de stabilizare	α_{VZ}		●			
25	Instabilitate pe termen lung a tensiunii de stabilizare	δ_{VZ}		●			
26	Tensiunea alternativă de alimentare	V_a					●
27	Tensiune de izolație a sistemului de conectare	V_{ic}					●

0	1	2	3	4	5	6	7
28	Tensiune de izolație a sistemului de stringere	V_{is}					●
29	Tensiunea de salt	V_{s}				●	
30	Disimetria tensiunilor de întoarcere	$\Delta V_{(BO)}$				●	
31	Tensiune directă continuă de poartă	V_{FG}			●		
32	Tensiune directă de vîrf de poartă	V_{FGM}			●		
33	Tensiune inversă continuă de poartă	V_{RG}			●		
34	Tensiune inversă de vîrf de poartă	V_{RGM}			●		
35	Tensiune continuă de amorsare pe poartă	V_{GT}			●		
36	Tensiune continuă minimă de amorsare pe poartă	$V_{GT\ MIN}$			●		
37	Tensiune continuă de neamorsare pe poartă	V_{GD}			●		
38	Tensiune continuă de dezamorsare pe poartă	V_{GQ}			●		
39	Viteza critică de creștere a tensiunii de comutație	$dv/dt(c)$ $dv/dt(com)$			● ●		
	CURENȚI						
40	Curent direct continuu	I_F	●	●			
41	Curent direct de vîrf repetitiv	I_{FRM}	●	●			
42	Curent direct eficace	$I_{F(RMS)}$	●	●			
43	Curent direct de suprasarcină previzibilă	$I_{(OV)}$	●	●			
44	Curent direct de vîrf nerepetitiv (de suprasarcină accidentală)	I_{FSM}	●	●			
45	Curent (direct) mediu redresat	I_0; $I_{F(AV)}$	●	●			●
46	Curent mediu în starea de conducție	$I_{T(AV)}$			●		
47	Curent de vîrf repetitiv în starea de conducție	I_{TRM}			●	●	
48	Curent de suprasarcină previzibilă în starea de conducție	$I_{(OV)}$			●		
49	Curent de suprasarcină accidentală în starea de conducție	I_{TSM}			●		
50	Curent continuu în starea de conducție	I_T			●		
51	Curent invers continuu	I_R	●	●			
52	Curent continuu în starea blocată	I_R			●		
53	Curent invers mediu (cu $I_{F(AV)}$ specificat)	$I_{R(AV)}$	●	●			
54	Curent de revenire inversă	i_{RR}	●		●		
55	Curent invers de vîrf repetitiv (sau curent invers de revenire de vîrf)	I_{RRM}	●		●		
56	Curent continuu în starea blocată	I_D			●		
57	Curent eficace în starea de conducție	$I_{T(RMS)}$			●		
58	Curent invers continuu în gama tensiunilor de stabilizare	I_Z		●			

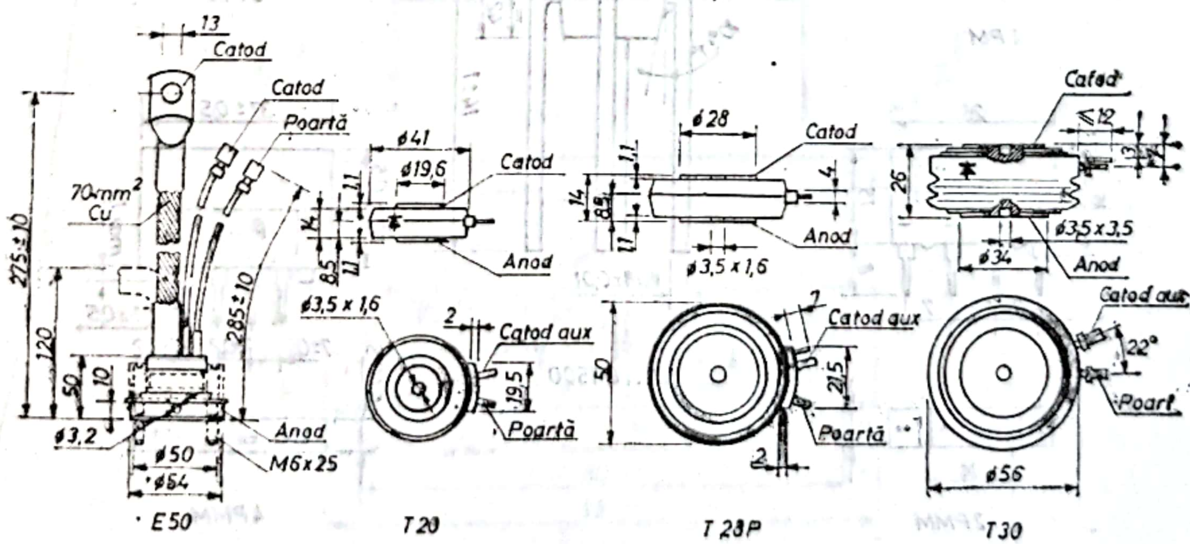
0	1	2	3	4	5	6	7
59	Curent de suprasarcină accidentală în gama tensiunilor de stabilizare	I_{ZSM}		●			
60	Curent continuu de întoarcere	$I_{(BO)}$			●	●	
61	Curent continuu de menţinere	I_h			●		
62	Curent de acroşaj (de agăţare)	I_L			●		
63	Integrală de curent	I^2t	●		●		
64	Curentdirect continuu de poartă	I_{FG}			●		
65	Curent direct de vîrf de poartă	I_{FGM}			●		
66	Curent invers continuu de poartă	I_{RG}			●		
67	Curent continuu direct de amorsare pe poartă	I_{GT}			●		
68	Curent continuu direct de neamorsare pe poartă	I_{GD}			●		
69	Curent continuu de dezamorsare pe poartă	I_{GQ}			●		
70	Viteza critică de creştere a curentului în starea de conducţie	di/dt			●		
	TIMPI						
71	Timp de revenire directă	t_{fr}	●				
72	Timp de revenire inversă	t_{rr}	●				
73	Timp de amorsare prin comandă pe poartă	t_{gt}			●		
74	Timp de dezamorsare prin comandă pe poartă	t_{gq}			●		
75	Timp de dezamorsare prin comutarea circuitului	t_q			●		
76	Timp de întîrziere la comanda pe poartă	t_{gd}, (t_d)			●		
77	Timp de creştere la comanda pe poartă	t_{gr}, (t_r)			●		
78	Timp de revenire în stare blocată (pentru tiristoarele cu conducţie în invers)	t_{dr}			●		
	PUTERI						
79	Putere disipată în sens direct	P_F	●	●			
80	Putere disipată în sens invers	P_R	●	●			
81	Putere disipată în starea de conducţie	P_T			●		
82	Putere disipată în starea blocată	P_D			●		
83	Putere disipată în invers (pentru tiristoarele cu conducţie în invers)	P_R			●		
84	Putere de suprasarcină accidentală în invers	P_{RSM}	●				
85	Putere disipată în condiţii de funcţionare date	P_D		●		●	
86	Putere totală disipată	P_{tot}	●	●	●	●	●
87	Putere disipată pe poartă	P_G			●		
88	Putere medie de comutaţie disipată în sens direct	$P_{FT(AV)}$	●				
89	Putere de vîrf de comutaţie disipată în sens direct	P_{FTM}	●				

0	1	2	3	4	5	6	7
90	Putere medie de comutație disipată în sens invers	$P_{RQ(AV)}$	●				
91	Putere de vîrf de comutație disipată în sens invers	P_{RQM}	●				
92	Putere medie disipată la stabilirea curentului	$P_{TT(AV)}$			●		
93	Putere de vîrf disipată la stabilirea curentului	P_{TTM}			●		
94	Putere medie disipată la întreruperea curentului	$P_{RQ(AV)}$ $P_{DQ(AV)}$					
95	Putere de vîrf disipată la întreruperea curentului	P_{RQM} P_{DQM}			●		
	MĂRIMI LEGATE DE TEMPERATURĂ						
96	Temperatură (virtuală) a joncțiunii	T_{vj}	●	●	●	●	
97	Temperatura capsulei (într-un punct specificat)	T_c	●	●	●	●	
98	Temperatura radiatorului (într-un punct specificat)	T_k	●	●	●		●
99	Temperatura punctului de lipire (de conectare)	T_l	●	●		●	
100	Temperatura de stocare (depozitare)	T_{stg}	●	●	●	●	
101	Temperatura ambiantă (a mediului de răcire)	T_a	●	●	●	●	●
102	Rezistență (Impedanță) termică joncțiune-ambiant (mediu de răcire)	R_{thJ-A} Z_{thJ-A}	●	●	●	●	●
103	Rezistență (Impedanță) termică joncțiune-capsulă	R_{thJ-C}	●	●	●		●
104	Rezistență termică capsulă-radiator (rezistența de contact)	R_{thC-K}					
105	Rezistență termică joncțiune-punct de lipire (conectare)	R_{thJ-L}	●	●	●	●	
106	Rezistență (Impedanță) termică radiator-ambiant (mediu de răcire)	R_{thK-A} Z_{thK-A}					●
	MĂRIMI DIVERSE						
107	Capacitate de nul (sau la polarizare zero)	C_0	●	●	●		
108	Eficacitate de detecție (în putere)	η_P	●				
109	Eficacitate de detecție (în tensiune)	η_T	●				
110	Rezistență aparentă (în starea de conducție)	r_T	●		●		
111	Rezistență diferențială în gama tensiunilor de stabilizare	r_Z		●			
112	Sarcină recuperată (sarcină stocată)	Q_s	●		●		
113	Sarcină de revenire în stare blocată	Q_{dr}			●		


DO 41
F 126
DO 27A
DO 13
1-Poartă (G)
2-Anod (A)
3-Catod (C)
SOT 32
E-Catod (C)
B-Poartă (G).
Ambaza-Anod (A)
F 22 (TO66)
Amprentă aruncător
1 Catod (C)
2 Anod (A)
3 Poartă (G)
TO 220
hexagon 11
A, B-suprafetele de contact cu radiatoarele
Tresă flexibilă cupru secțiune 2mm²
în izolație de cauciuc siliconic
minim pe virfuri
maxim pe virfuri
DO 4
RAG
DO 21

TO 48 DO5 DO5-Ty B17-8

B22 B27 (F62m) B27 B42



Catod
35x16(3,5)
2(4)
7
1,1(3,5)
14(26)
8,5(16)
4(5)
Anod
ø36
1,1(3,5)

Catod aux
2,8(4,8)x0,8
ø60(57)
25
Poartă
2,8 x 0,8
2(4)

T 36 A (B)

ø3,5x3,5
Catod
4
7
2
26
17,5
3,2
5
Anod
ø48

Catod aux
4,8 x 0,8
ø75
30
Poartă
2,8 x 0,8

T 48 P

Catod
ø 50
12
3
7
26
ø3,5 x 3,5
Anod
ø50
ø74
20°

T 50

5±0,2
5±0,2
ø9,5±0,5
7,1±1
ø0,8±0,05
min 24
min 22
+ ~ ~ -

1 PM

7,4±0,5
0,3÷0,35
0,3÷0,35
5±0,5
0,3÷0,35
7,4±0,5
5±0,5
0,3÷0,35

ø6,4+0,2
R0,1÷0,2
10°±1°
R0,5÷1
10°±1°
4,2±0,2
14±1
ø0,8±0,01

B…C 1500

7±0,3
7±0,3
7
7±0,3
35±0,3
8±0,2
β
3PM
+ ~ ~ -
37,5±0,5
15±1
1
2,2±0,2
24,5±0,2
2,5
1
0,5
0,5

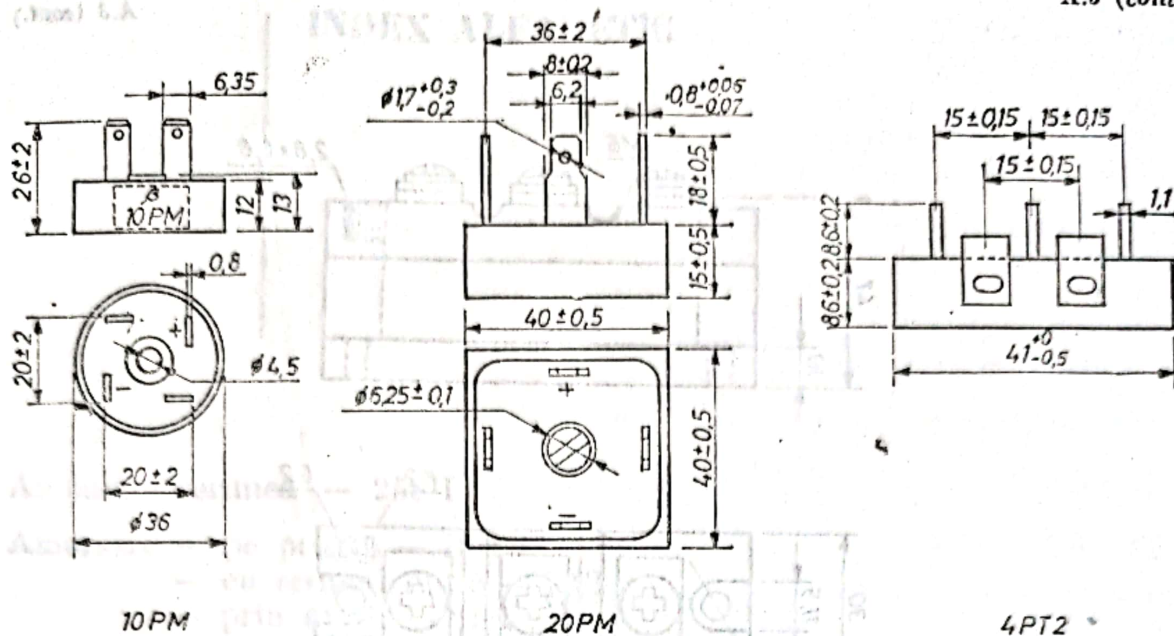
3 PM

26
16
15
+ ~ ~ -
8
7 7 7
6
14

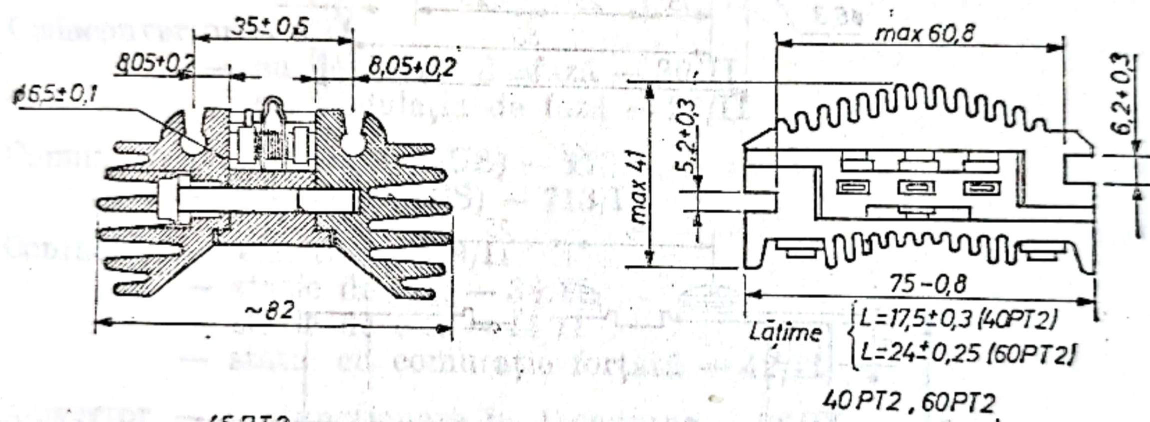
2 PMM

37±0,5
17,5±0,5
β…
max.1,5
1x0,5
7±0,2 7±0,2 7±0,2
6±0,5

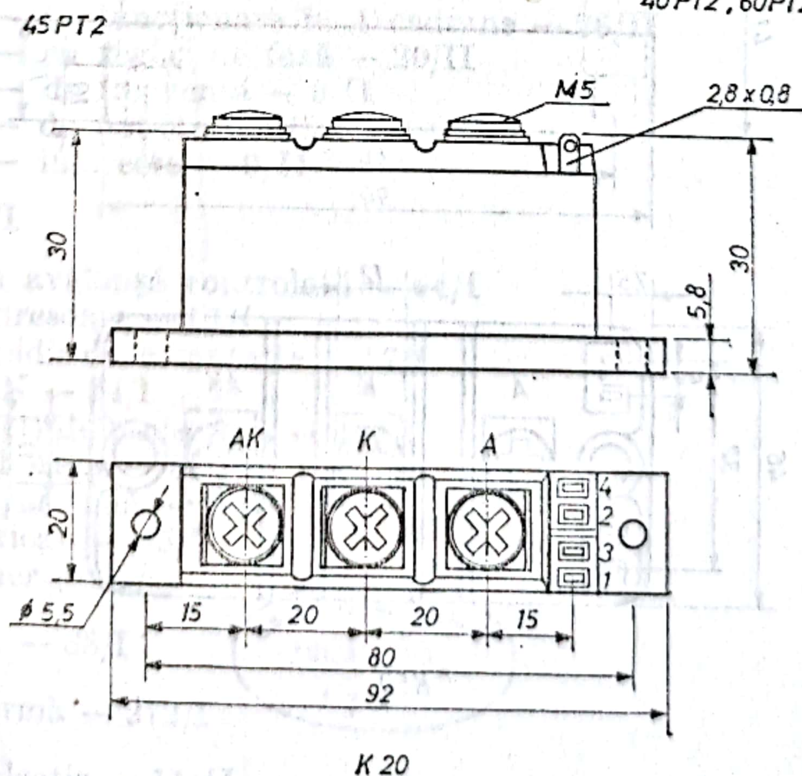
4 PMM



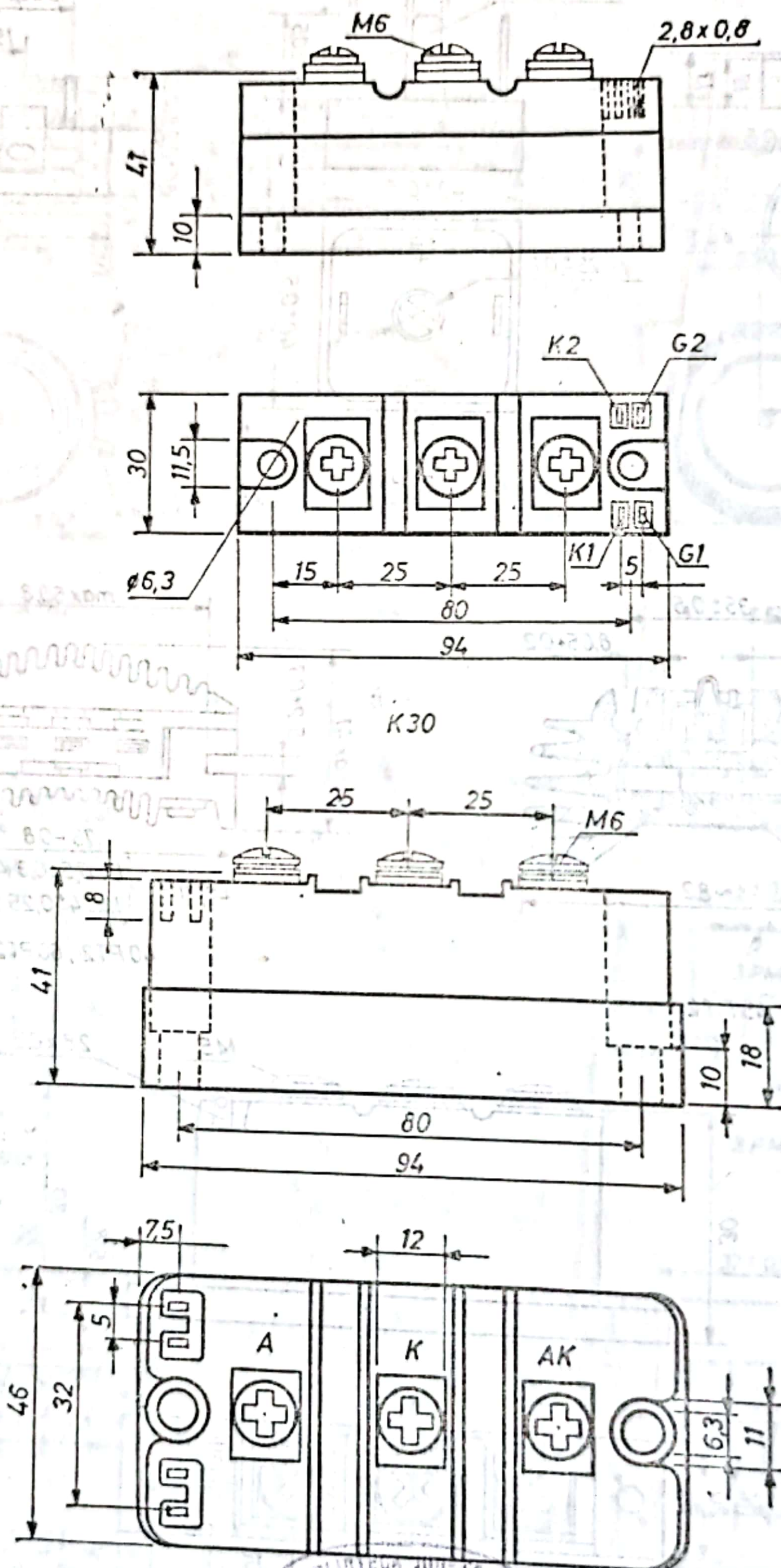
10PM 20PM 4PT2



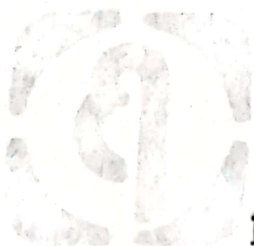
45PT2 40PT2, 60PT2



K 20


M6
2,8 x 0,8
41
10
K2
G2
30
11,5
K1
G1
ϕ6,3
15
25
25
5
80
94
K30
25
25
M6
8
41
10
18
80
94
7,5
12
5
A
K
AK
46
32
6,3
11
K50

INDEX ALFABETIC



În curs de apariție la Editura Tehnică

Gh. Antonescu	— Amplificatoare cu semiconductoare pentru microunde
A. P. Silard	— Tiristoare cu blocare pe poartă
M. Roberts	— Producția de sunet (trad. din lb. engleză)
N. Drăgulănescu, C. Miroiu, D. Moraru	— ABC ... Electronica în imagini
M. Drăgănescu, Gh. Ștefan, C. Burileanu	— Electronica funcțională (vol. I)
T. Ghiță	— Cabluri de telecomunicații
Gh. Grigore	— Stereofonie
D. Olteanu, C. A. Popescu	— Circuite integrate pe arii de porți logice

